RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRG. 15 AUGUST 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Zum Festvortrag hatte die KdT die Teilnehmer der diesjährigen Elektrotechnikertagung in die repräsentative Weimarhalle geladen. Eine Entschließung sowie Referate über die Fachvorträge der Gruppe Hochfrequenztechnik der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker veröffentlichen wir auf den Seiten 457 bis 460 in diesem Heft.

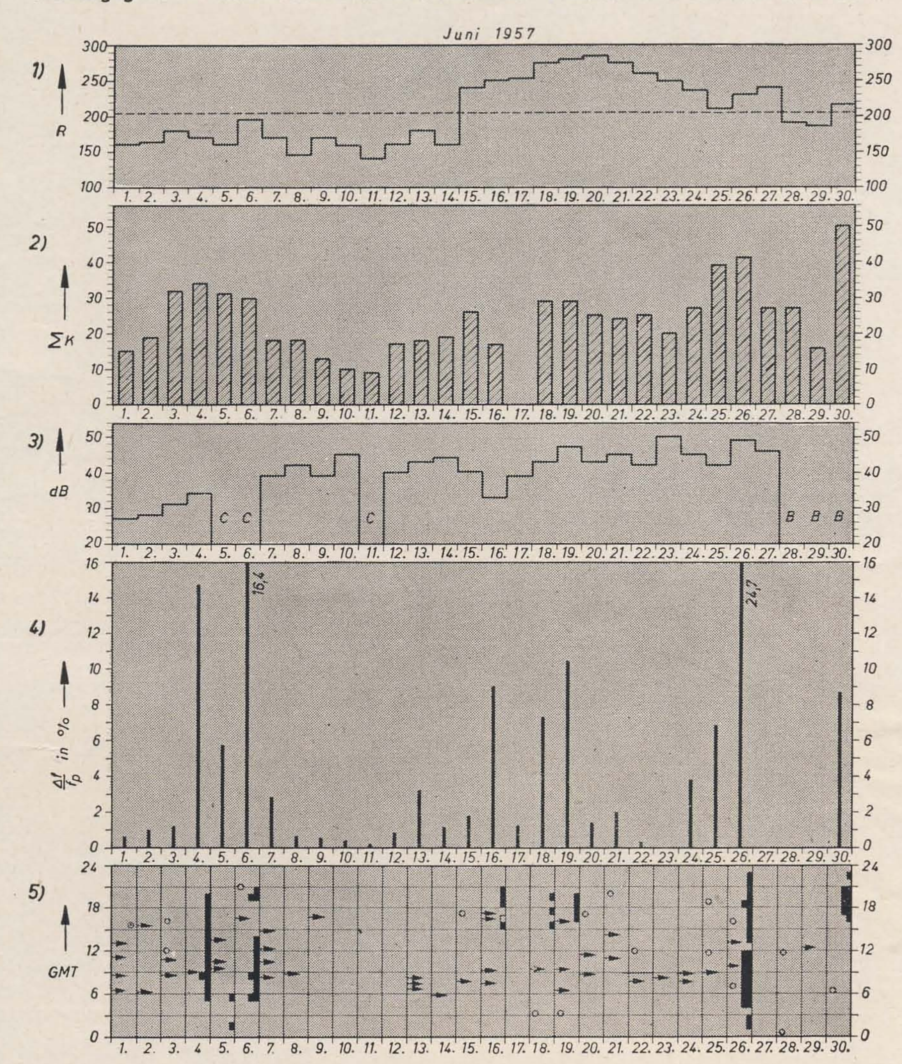
Aufnahmen: Schäfer

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 1448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Juni 1957 und Vorschau für August 1957

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



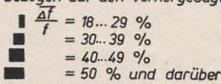
1) *Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)*

2) *Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)*

3) *Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz*
B = abnormal hohe Absorption oder Mögel-Dellinger-Effekt
C = Gerätestörung

4) *Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Lindau/Harz)*
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$

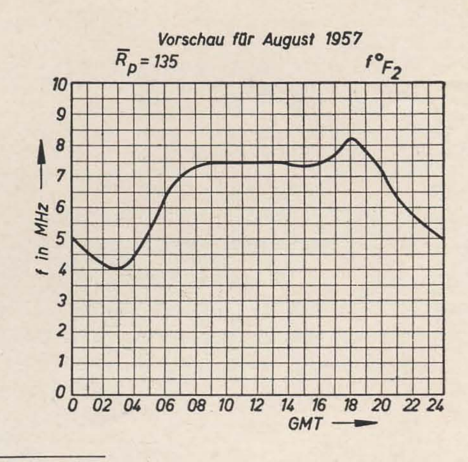
5) *relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Lindau), bezogen auf den vorhergesagten Wert*


$\frac{\Delta f}{f}$ = 18...29 %
= 30...39 %
= 40...49 %
= 50 % und darüber

→ *Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)*

○ *plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geqq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde*

▯ *Streuecho*



Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: Allami könyvterjesztö vallalat, Budapest, Deak Ferenc-U. 15
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. AUGUSTHEFT 6. JAHRGANG 15 | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

ENTSCHLIESSUNG

der Elektrotechniker auf der Festveranstaltung der Elektrotechnikertagung am 5. Juni 1957 in Weimar

In der jüngsten Zeit ist die Wissenschaft und Technik besonders stark in den Blickpunkt der Weltöffentlichkeit gerückt worden. Der Grund hierfür ist zweifellos die Bedrohung der gesamten Menschheit durch den Mißbrauch atomarer Energie, auf die immer wieder in allen Ländern mit Nachdruck hingewiesen wird. So leitet z. B. Nobelpreisträger Prof. Dr. Max Born seinen Artikel „Der Mensch und das Atom" mit folgenden Worten ein:

> „Seit den Tagen von Nagasaki und Hiroshima ist das Atom ein Gespenst geworden, das uns allen mit dem Untergang droht. Wir selber haben das Gespenst beschworen, es hat uns eine Weile treu gedient, aber jetzt schickt es sich an, unbotmäßig zu werden. Wie ist das gekommen? Konnten wir nicht vorhersehen, daß das Geschöpf, welches wir großgezogen haben, uns einmal über den Kopf wachsen und gefährlich werden würde? Wäre es dann nicht besser gewesen, die Hände davon zu lassen? Oder ist es noch immer in unserer Macht, es zu zähmen und weiter als unseren Diener zu gebrauchen?"

Hier ist ein Problem berührt worden, das zu Fragen führt, die schon vielfach gestellt worden sind:

Können wir es vor der Menschheit verantworten, in Zukunft weiterhin Forschung und Entwicklung zu treiben?

Wird durch den Mißbrauch der Erfolge dieser Arbeiten nicht die gesamte Menschheit in ihrem Bestande gefährdet?

Ist es unter diesen Umständen nicht ratsamer, Forschung und Entwicklung einzustellen und auf einem Stand der Erkenntnis zu verharren, der solche Gefahren nicht enthält?

Diese Fragen enthalten zweifellos die schwersten Anklagen gegen diejenigen, die sie verursachen. Sie kennzeichnen die außerordentliche Krise, in die die kapitalistische Wirtschaft geraten ist. Selbstverständlich muß es in allen Ländern der Erde Menschen geben, deren Aufgabe es ist, die Geheimnisse der Natur zu entschleiern und aus den daraus erkannten Gesetzen die Kräfte zur Befriedigung der ständig wachsenden kulturellen und materiellen Bedürfnisse der Gesellschaft zu entwickeln.
Dies kann zweifellos überall dort gefahrlos geschehen, wo das wirtschaftliche Streben der Menschen ausschließlich diesem Ziel dient, und dies ist dort der Fall, wo die Produktionsmittel im Besitz derer sind, die sie bedienen.
Wie stark die Kräfte sein können, die durch diese Problematik in den kapitalistischen Ländern ausgelöst werden, geht aber mit überzeugender Deutlichkeit aus jener Reaktion hervor, die sie bei den 18 westdeutschen Professoren des Göttinger Kreises hervorgerufen haben. Der drohende und der vollzogene Mißbrauch ihrer großen wissenschaftlichen Erfolge durch die Initiatoren aller Formen des Krieges rief bei den Göttinger Wissenschaftlern so schwere Gewissenskonflikte hervor, daß sie in einen offenen Gegensatz zu ihrer Regierung treten mußten und diesen Gegensatz vor der ganzen Welt mit aller ihm innewohnenden Härte offenbarten.
Es liegt im Wesen des Staates der Arbeiter und Bauern, der Deutschen Demokratischen Republik, solche Konfliktstoffe beseitigt zu haben. Dies kommt auch in der Erklärung der 14 Professoren der Kernphysik und Kerntechnik der Deutschen Demokratischen Republik zum Ausdruck, in der gesagt wird, daß hier keine Forscher jemals zur Arbeit an der Entwicklung und Erprobung von Kernwaffen aufgefordert worden sind und daß jeder unermüdlich gegen jede Äußerung einer Gesinnung auftreten muß, die in kriegerischen Maßnahmen die Lösung von Spannungen suchen möchte. Der Inhalt dieser Erklärung steht in voller Übereinstimmung mit den Zielen unserer Staatsmacht. Viele Professoren aller Wissensgebiete, Ingenieure und Techniker haben scharf gegen alle Formen des Mißbrauches ihrer Arbeiten protestiert und die Bereitschaft erklärt, ihre ganze Kraft in den Dienst der friedlichen Lösung aller Fragen zu stellen. Die Stärkung und Festigung der Staatsmacht auf der Grundlage einer echten Demokratie dient daher in hervorragendem Maße einer humanistischen Zielsetzung.
Aus diesem Grunde bekennen wir in Weimar zu der 7. Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik versammelten Elektrotechniker uns zu allen Appellen, in denen die Beseitigung der Kriegsgefahren und der Bedrohung durch atomare Waffen aller Art gefordert wird. Wir sind der Ansicht, daß gegenüber der Größe und Bedeutung dieser Aufgabe und ihrer Lösung alle anderen etwa vorhandenen Gegensätzlichkeiten der Auffassungen in politischen, religiösen und kulturellen Fragen zurücktreten müssen.
Wir sind überzeugt, daß die Lösung dieses Hauptproblems, d. h. die Sicherung des Friedens und die Wiederherstellung der Einheit Deutschlands und damit die Beseitigung der Bedrohungen durch atomare Waffen aller Art auch die Lösung aller anderen Fragen einleiten und herbeiführen wird. Aus diesem Grunde erklären wir uns als verantwortungsbewußte Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker dazu bereit, unsere ganzen Kräfte für dieses humanistische Ziel einzusetzen und sie so zu orientieren, daß die ständigen wachsenden kulturellen und materiellen Bedürfnisse der Gesellschaft mit ihrer Hilfe in steigendem Maße befriedigt werden können.

Referate von der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar

In der Zeit vom 3. bis 7. Juni d. J. trafen sich die Fachkollegen der DDR und zahlreiche Gäste aus der UdSSR, Polen, der CSR, Ungarn, Rumänien, Bulgarien, Österreich und der Bundesrepublik zur traditionellen Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik in Weimar. Die 86 Übersichtsvorträge und Fachreferate waren in die Sparten „Starkstromtechnik" und „Nachrichtentechnik" unterteilt.

In den Festvorträgen der nachrichtentechnischen Tagung sprach Leninpreisträger Prof. Manfred von Ardenne über „Bauweise und Anwendung von Elektronenstrahlgeneratoren", Prof. Dr. Lehmann, TH Dresden, behandelte in seinem Vortrag das Thema „Elektronische Rechenmaschinen" (beide Vorträge werden im Wortlaut im Septemberheft der „Nachrichtentechnik" veröffentlicht). Wir geben im folgenden einen kurzgefaßten Überblick über die Vorträge der Gruppe „Hochfrequenztechnik".

Dr. Falter, Nationalpreisträger: Sperrschichthalbleiter

Im Gegensatz zu den Vakuumröhren streuen die Kenndaten der Germanium- und Silizium-Halbleiterbauelemente noch sehr, außerdem sind sie stark temperaturabhängig und zeigen ein komplexes Verhalten schon bei niedrigen Frequenzen. In der Vakuumröhre laufen die Ladungsträger bis zu recht hohen Frequenzen ungestört von der Katode zur Anode im Rhythmus der makroskopischen Felder der Elektroden. Im Halbleiter durchlaufen die Ladungsträger das Kristallgitter jedoch nicht ungestört. Sie müssen an unendlich vielen Potentialfeldern der Gitteratome vorbeilaufen und durchwandern hierbei Zonen verschiedener Raumladungsdichte, insbesondere die Sperrschichten mit kapazitivem Charakter. Dies führt schon bei niedrigen Frequenzen zu komplexen Werten der Vierpolparameter.

Es gibt Störstellenhalbleiter, bei denen die Ladungsträger, negative Elektronen und positive Defektelektronen oder Löcher, durch Störstellenatome erzeugt werden, und Eigenhalbleiter, bei denen die Ladungsträger durch thermische Energie bei der Auftrennung von Elektronenpaarbindungen entstehen. In jedem Halbleiter ist das Produkt der Konzentration der Ladungsträgerarten eine Konstante, die jedoch temperaturabhängig ist.

In einer pn-Übergangszone fließt auf Grund der Rekombination von Löchern in der n-Zone bzw. Elektronen in der p-Zone ein Rekombinationsstrom und ein entgegengesetzter Löchergenerationsstrom. Im stromlosen Zustand sind diese beiden Ströme gleich, aber entgegengesetzt. Bei Anlegen einer äußeren Spannung wird das Gleichgewicht gestört. In Durchlaß- und Sperrrichtung steigen die Ströme etwa exponentiell an. Die Charakteristik geht durch den Nullpunkt. In Sperrichtung erreicht der Strom schon bei kleinen negativen Spannungen den Sättigungsstrom, d. h., der Sperrstrom verläuft parallel zur U-Achse bis zu dem Punkt, bei dem durch lawinenartigen Austritt von Ladungsträgern aus dem Valenzband der Sperrstrom stark erhöht wird.

Die Steilheit des exponentiellen Anstiegs des Stromes in Durchlaß- und Sperrichtung kann nur durch den Sättigungsstrom beeinflußt werden, d. h., daß bei gleicher Halbleiterkonstruktion Gleichrichter mit besonders steil ansteigendem Durchlaßstrom einen hohen Sperrstrom bedingen.

Je größer die Beweglichkeit der positiven und negativen Ladungsträger ist, um so größer ist auch der Sättigungsstrom bzw. der Kollektorreststrom. Durch Verändern der Dotierungskonzentration kann der Sättigungsstrom maximal um den Faktor $\sqrt{3}$ erniedrigt werden. Bei Transistoren soll die Beweglichkeit möglichst hoch sein, um eine hohe Grenzfrequenz zu erhalten. Da jedoch zugleich I_{co} möglichst klein sein soll, muß in jedem Falle eine Kompromißlösung gesucht werden.

Außer von der Beweglichkeit ist der Sättigungsstrom von der Höhe der Dotierung der p- und n-Zone abhängig. Ferner ist der Sättigungsstrom abhängig von der Inversionsdichte n_i, einer temperaturabhängigen Materialkonstante. Da beim Silizium n_i um zwei Zehnerpotenzen kleiner ist und die Beweglichkeit der Ladungsträger nur halb so groß ist wie beim Germanium, ist der Sättigungsstrom beim Silizium um einige Zehnerpotenzen kleiner als beim Germanium.

Von wesentlichem Einfluß auf die Charakteristik der Kennlinie des Sättigungsstromes ist die Lebensdauer der Minoritätsträger. Die Lebensdauer dieser Ladungsträger ist abhängig von Effekten im Inneren des Halbleiterkristalls — Volumenlebensdauer — und von Vorgängen an dessen Oberfläche — Oberflächenlebensdauer. Die Volumenlebensdauer der Ladungsträger wird besonders durch Fehlstellen im Kristallgitter gemindert. Es werden unterschieden punktförmige Fehlordnungserscheinungen, Frenkelsche Fehlordnung und Schottkysche Fehlordnung und linienförmige Fehlordnungserscheinungen, Schraubenversetzung und Stufenversetzung. Einen weit größeren Einfluß auf die resultierende Lebensdauer der Minoritätsträger hat gegenüber den Fehlordnungserscheinungen die Halbleiteroberfläche. An der Oberflächenschicht bildet sich eine Raumladungszone mit Rekombinationszentren aus, welche die effektive Lebensdauer herabsetzen. Beim pn-Gleichrichter entsteht dadurch zwischen n-Zone und der Oberfläche ein Kanal, der mit der p-Zone elektrisch verbunden ist, von der n-Zone jedoch durch eine Sperrschicht getrennt ist. Dieser Kanal stellt einen Kurzschluß für die eigentliche pn-Übergangszone dar und vergrößert so den Sättigungsstrom. Beim Transistor wird durch die Kanalbildung die Stromverstärkung herabgesetzt, und es kann zu einem direkten Nebenschluß zwischen Emitter und Kollektor kommen. Durch geeignete Oberflächenbehandlung kann der Sättigungsstrom verringert, d. h. der Sperrast eines Gleichrichters angehoben und zugleich die Durchbruchsspannung erhöht werden.

Bei fehlerfreier Oberfläche ist die Durchbruchsspannung von der Höhe der Dotierung in der n- und p-Zone abhängig. Bei schmalen pn-Übergängen wird die Durchbruchsspannung durch Feldemission bestimmt. Bei breiteren pn-Übergangszonen wird sie durch Stoßionisationen bedingt.

Alle Größen, die den Sättigungsstrom beeinflussen, sind temperaturabhängig. Das gilt sowohl für die Beweglichkeit der Ladungsträger, für die Inversionsdichte, als auch für die Diffusionskonstante. Beim Germanium ist die Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms bzw. des Kollektorreststromes ungefähr 5%/° C. Die Temperaturabhängigkeit des Durchlaßstromes ist geringer. Bei Germanium liegt sie bestenfalls bei 2%/° C.

Das komplexe Verhalten der Halbleiterbauelemente wird verursacht vom kapazitiven Verhalten der Sperrschichten. Im statischen Zustand stellt die Raumladung hier eine Kapazität dar, die abhängig ist von der an der Sperrschicht angelegten Spannung und der Breite der Raumladungsschicht.

Wesentlich einflußreicher auf den Scheinwiderstand der Sperrschicht sind die Minoritätsträger. Sie fließen nur sehr langsam über die Emittersperrschicht in das Innere der Blockschicht ein, so daß zwischen Strom und angelegter Spannung eine Phasenverschiebung auftritt, die der einer Kapazität entspricht. Man bezeichnet sie als Diffusions- oder Injektionskapazität. Sie kann die reine Raumladungskapazität um ein Mehrfaches übertreffen. Sie nimmt mit der Wurzel aus der Frequenz ab und steigt exponentiell mit der absoluten Temperatur an.

Der Verstärkungsfaktor α wird ebenfalls von den Oberflächeneigenschaften des Kristalls beeinflußt. α ist abhängig vom Gehalt an Minoritätsträgern im Emitterstrom und vom Verhältnis der am Kollektor ankommenden Minoritätsladungsträger zu den vom Emitter ausgesandten Trägern bei konstanter Kollektorspannung. Da die Diffusionsvorgänge der Minoritätsträger frequenzabhängig sind, ergibt sich für den Verstärkungsfaktor α eine Frequenzabhängigkeit. Bei hohen Frequenzen ist der α-Wert von der Lebensdauer der Minoritätsträger abhängig, die Grenzfrequenz ist jedoch hiervon unabhängig. Die Grenzfrequenz ist beim npn-Transistor höher als beim pnp-Transistor, da die Beweglichkeit der Elektronen doppelt so groß ist wie die der Löcher. Die Grenzfrequenz kann wesentlich gesteigert werden durch Herabsetzen der Blockdicke. Bei Legierungstransistoren wurden Blockdicken bis zu 10 μ, bei Diffusionstransistoren solche bis zu 1 μ erreicht. Damit wurden Grenzfrequenzen von 500 bis 1000 MHz erzielt.

Ing. Hoßner: Die schaltungstechnischen Möglichkeiten und Grenzen der Empfängertypisierung

Eine Analyse der Empfänger in der DBR des Jahrganges 1956/57 und der auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1957 gezeigten Empfänger der DDR ergibt für 80% der westdeutschen 6-Röhren-Empfänger mit Ausnahme der Endröhre die gleiche Röhrenbestückung. Bei den 7-Röhren-Empfängern haben 87% die gleiche Bestückung. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei den Empfängern der DDR. Bezüglich der Kreiszahl gehören 80% der westdeutschen Empfänger zu folgenden Gruppen:

6/9-Kreis-, 6-Röhren-Empfänger,

6···7/9···10-Kreis-, 7-Röhren-Empfänger,

8/11-Kreis-, 8-Röhren-Empfänger,

wobei der 6/10-Kreiser dominiert. In der DDR ist der 8/11-Kreis-Empfänger vorherrschend.

Zur Ermittlung der schaltungstechnischen Möglichkeiten einer Empfängertypisierung werden die Unterschiede innerhalb der sich aus der vorhergegangenen Analyse ergebenden Leistungsklassen untersucht. In fünf Leistungsklassen werden Geradeausempfänger, Kleinsuper, Mittelsuper unterer und oberer Preisklasse sowie Großsuper nach der Anzahl der Kreise, Röhrenbestückung, Zahl der Lautsprecher und der schaltungsmäßigen Ausstattung eingestuft. Die erwähnte Analyse zeigt ferner, daß der 6(7)-Röhren-, 6/9-Kreis-Empfänger den größten Marktanteil hat. Es erscheint deshalb zweckmäßig, diese Empfängertypen auf die Grenzen der Empfängertypisierung zu untersuchen. Dies erfolgt am besten getrennt nach AM- und FM-Teil.

Eine Untersuchung der Rundfunkempfängerproduktion seit 1930 ergibt bei AM-Empfängern, daß bei den Supern innerhalb weniger Jahre der 6-Kreiser an der Spitze stand. — Nach Erscheinen der „Harmonischen Serie" und der „Roten Serie" kristallisierten sich zwei Standardröhrenbestückungen heraus, welche die Schaltung eines 6-Kreis-Supers nach sich zog, die man als weitgehend standardisiert ansehen konnte und die sich über 1½ Jahrzehnte nicht wesentlich geändert hat. Und doch sind die Empfänger von damals mit den heutigen nicht zu vergleichen, da alle Bauteile so klein geworden sind, daß die gleiche Schaltung heute bei gleichen technischen Daten der Empfänger auf wesentlich kleinerem Raum untergebracht werden kann.

Die Entwicklung der UKW-Empfänger zeigt die gleiche Tendenz. Aus einer Vielzahl von Schaltungen hat sich in kurzer Zeit eine im wesentlichen einheitliche Schaltung herausgeschält, die durch eine UKW-Eingangstriode in Zwischenbasisschaltung mit fest abgestimmtem Eingangskreis und einer selbstschwingenden Triode mit ZF-Brücke zur Entdämpfung der nachfolgenden Bandfilter gekennzeichnet ist. Die Schaltungen sind nach den Erfordernissen des UKW-Bereiches ausgelegt. Der AM-Teil wird dieser Schaltung hinzugefügt.

Eine Untersuchung der ZF-Teile einer Reihe von westdeutschen und DDR-Empfängern zeigt, daß die Widerstände für die Zuführung der Betriebsspannungen auf Grund der Röhrendaten weitgehend gleich sind. Die Werte der Bandfilterkondensatoren sowie der Neutralisationskondensatoren sind jedoch außerordentlich verschieden. Aus der Übereinstimmung in Verstärkung und Trennschärfe geht hervor, daß das gleiche Ziel mit sehr verschiedenen Werten für die Güte der Spulen und die Größe der Kondensatoren erreicht werden kann. Aus diesem Beispiel wird besonders deutlich, daß gleiche Schaltungen nicht unbedingt zu einer Typisierung der Bauelemente führen. Es müssen vielmehr in Verbindung mit einer einheitlichen Schaltung auch einheitliche Baugruppen geschaffen werden, die durch große Stückzahlen zu billigen Produktionen führen. Dieselben Verhältnisse liegen beim UKW-Eingangsteil vor. Auch hier ist es notwendig, bei Verwendung der gleichen Grundschaltungen die Konstruktion der Baugruppe zu vereinheitlichen. Obwohl z. B. die UKW-Abstimmeinheiten von Geräten des VEB Stern-Radio Sonneberg und des VEB Stern-Radio Rochlitz bis auf wenige Einzelheiten die gleiche Schaltung haben, ist der konstruktive Aufbau beider Teile völlig verschieden. Ein einheitlicher UKW-Teil würde aber für alle Verwendungszwecke ausreichen, ohne daß dadurch der technische Fortschritt beeinträchtigt würde. Beim Verhältnisgleichrichter führten die Untersuchungen zu demselben Ergebnis. Ein Vergleich der technischen Daten gleichartiger DDR-Geräte zeigt, daß eine schaltungstechnische Typisierung im HF- und ZF-Teil bereits vorhanden, d. h. möglich ist. Es ist nun eine konstruktive Typisierung notwendig.

Ing. Sobczak: **Die wirtschaftliche Bedeutung und die Notwendigkeit der technischen Normung und Standardisierung von Rundfunkempfängern**

Die ökonomischen Bedingungen, unter denen die Rundfunkindustrie nach 1945 aufgebaut wurde, führten trotz großer Erfolge zu einer technischen Zersplitterung, welche die technische Normung und Standardisierung der Erzeugnisse zu einer immer dringenderen technischen und ökonomischen Notwendigkeit macht. Alle Kräfte müssen jetzt vereinigt werden, um der Zersplitterung entgegenzuwirken und noch höhere Leistungen zu erzielen. Diesem Zweck dienen einmal die von der HV RFT veranlaßten Produktionsabstimmungen auf Grund zweckentsprechender Typenauswahl und zum anderen die technische Normung und die Standardisierung.

Die Staatlichen Standards geben an, wie ein Erzeugnis beschaffen sein muß und wie sein Gebrauchswert festzustellen ist. Sie beziehen sich nicht auf Konstruktionseinzelheiten, sondern lassen der Entwicklung der Technik im Rahmen der vom Standard bestimmten Mindestanforderung Freiheit hinsichtlich der Lösungswege. Die technischen Normen befassen sich dagegen mit den konstruktiven Einzelheiten.

Im Rundfunkgerätebau gibt es bereits mehr als 180 technische Normen und Standards für spezifische Teile und etwa die gleiche Anzahl für allgemeine Normteile. Der Anteil genormter Bauteile zur Gesamtzahl der Einzelteile schwankt bei den einzelnen Rundfunkbetrieben noch zwischen 50 und 80%.

Durch Konzentration war es der radiotechnischen Industrie der DBR möglich, äußerst leistungsfähig und rationell zu arbeiten. Es werden Beispiele von Grundkonstruktionen der Firmen Philips und Grundig und daraus abgeleiteten Empfängervarianten angegeben.

In der DDR wurde die Typenzahl von Jahr zu Jahr eingeengt, trotzdem werden 1957 im Bereich der VE-Industrie noch 23 Typen in 42 Varianten angeboten.

Wir haben aber viel weitergehende Möglichkeiten, die Vorteile der Standardisierung und technischen Normung im Interesse rationeller Produktion auszunutzen. Hierzu gilt es lediglich, die Normungs- und Standardisierungsarbeit richtig zu organisieren und sie in allen Teilen der Rundfunkindustrie durchzusetzen. Die Arbeiten der letzten Jahre haben gezeigt, daß bestimmte Baugruppen, wie HF- und ZF-Teile, Spulenbecher und -abschirmkästen, Chassisgrundformen usw., typisiert werden können. Nach Vereinheitlichung solcher Teile ist mit einer Verfünffachung der jetzigen Auflagenhöhen bei gleichzeitiger Kostensenkung bis zu 35% zu rechnen. Zugleich ist damit eine Verringerung der benötigten Werkzeugtypen auf $^1/_5$ der jetzigen Anzahl und eine Senkung der Herstellungskosten hierfür verbunden. Diese Entwicklung setzt sich zwangsläufig in weiteren Kostensenkungen bei Halbzeugen, anderen Normteilen usw. fort. Sie vereinfacht u. a. die Lagerhaltung und die Ersatzteilbeschaffung im Reparaturdienst. Dieser ökonomische Effekt der technischen Normung ist allgemein gültig und um so wirksamer, je größer und umfassender die an ihr beteiligten Produktionen sind.

In Staatlichen Standards sind alle Bedingungen festzulegen, die über den Wirkungsbereich der technischen Normen hinausgehen. Die Standardisierungsarbeit stützt sich auf die bereits vorliegenden oder noch in Bearbeitung befindlichen gesamtdeutschen Normen und die IEC-Publikationen Nr. 67 und 69. Die Standardisierung beginnt mit der richtigen Typenauswahl. Es wird vorgeschlagen, eine Hauptreihe von vier Empfängertypen mit je vier bis fünf Variationen in bezug auf die Ausstattung festzulegen, wobei gleichzeitig die bisher gebräuchlichen unklaren Bezeichnungen Klein-, Mittel- und Großsuper durch technisch begründete Bezeichnungen ersetzt werden sollten. In den Standards müssen außer den Klassifikationsmerkmalen die Prüfbedingungen festgelegt werden.

Die Standards enthalten Mindestforderungen, die eingehalten werden müssen, aber in qualitativer Hinsicht keine Grenzen darstellen. Höheren Qualitäten und dem technischen Fortschritt folgend, kann der Standard von Zeit zu Zeit erneuert und den steigenden Anforderungen angepaßt werden. Die Einhaltung der Bedingungen der Standards ist Sache der technischen Normen, die der Entwicklung der Technik schnell angepaßt werden können. Es kommt jetzt alles darauf an, die gesamte DDR-Produktion von Rundfunkempfängern nach sozialistischen Standardisierungsprinzipien zu vereinheitlichen, um die höchstmögliche Wirtschaftlichkeit und den größten technischen Effekt zu erzielen.

C. Langer: **Auswirkungen der Volumenverkleinerung von Bauelementen auf die Gerätetechnik**

Die Problemstellung wird erweitert auf die Wechselwirkung von Geräten und Bauelementen auf die Volumenverkleinerung der Geräte. Die Weiterentwicklung der TF-Geräte zwang zu einer Zusammenfassung von Baugruppen, die aus wirtschaftlichen Gründen ständig kleiner werden mußten. Das hatte die Entwicklung von kleineren Bauelementen, vor allem Steckverbindungen, zur Folge. Aus hauptsächlich vier Gründen wird eine Volumenverkleinerung der Bauelemente gefordert: einmal die schon erwähnten wirtschaftlichen Gründe, ferner Handlichkeit und geringeres Gewicht, insbesondere bei tragbaren Geräten, und drittens die durch Volumenverkleinerung erzielte Materialeinsparung. Außerdem verlangen die Transistoren zwangsläufig kleinere Bauelemente.

Die Klein- und Kleinstbauelemente, an welche dieselben Forderungen gestellt werden müssen wie an die klassischen Bauelemente, erfordern verbesserte oder neue Werkstoffe. Die Verkleinerung der Abmessungen eines Bauelementes ist meist mit einer erhöhten thermischen, elektrischen und mechanischen Belastung verbunden, wobei jedoch keine Minderung der Betriebssicherheit auftreten darf. Das thermische Problem ist von besonderer Bedeutung im Hinblick auf organische Isolierstoffe sowie auf magnetische und dielektrische Werkstoffe, die eine starke Temperaturabhängigkeit aufweisen, da in nächster Zukunft Betriebstemperaturen zwischen 100 und 200° C durchaus normal sein werden.

Klein- und Kleinstbauelemente sind die Voraussetzung für die Automatisierung der Montage von Geräten. Die Grenzen der Volumenverkleinerung sind gegeben durch die physikalischen und chemischen Eigenschaften der Werkstoffe der Bauelemente, durch die technologischen Möglichkeiten der Herstellung und nicht zuletzt durch den mit der Unterschreitung eines bestimmten Volumens wieder stark ansteigenden Herstellungspreis.

Ing. Grohmann: **Transverter mit Transistoren**

Die Anwendungsmöglichkeiten von Gleichspannungswandlern werden beschrieben, das Prinzip des Wandlers wird erläutert. An Hand eines Prinzipschaltbildes und der Strom- und Spannungsverläufe wird die Funktion im einzelnen anschaulich dargestellt, wobei die Schaltvorgänge in das Kennlinienfeld des Transistors übertragen werden. Ausgehend von den Daten der Transistoren bei großen Signalen, wie Kniespannung, Großsignal-Stromverstärkung und Übergangsverhalten, wird eine Dimensionierungstheorie entwickelt. Die vorgebbaren Größen beziehen sich dabei auf die Schaltgeschwindigkeiten, die Spannungssprünge und die Leistungsaufnahme des Wandlers. Alle für die Dimensionierung notwendigen und möglichst einfachen Formeln werden abgeleitet und an Hand eines praktischen Beispiels die Zweckmäßigkeit des Berechnungsganges erläutert und bewiesen. Das grundsätzliche Verhalten einer solchen Schaltung wird unter Berücksichtigung besonderer Merkmale beschrieben und abschließend die Verluste in bezug auf den theoretischen Wirkungsgrad abgeschätzt.

Dipl.-Ing. Knopf: **Funkstörungen im Bereich der ultrakurzen Wellen, ihre Ausbreitung, Erscheinungsformen und Messung**

Voraussetzung für eine wirksame Entstörung ist eine gute Funkstörungsmeßtechnik. Die Funkstörspannungen treten sinus- und impulsförmig auf. Ihre Bewertung erfolgt nach international vereinbarten Bedingungen, die in einer Bewertungskurve für den akustischen Störeindruck festgelegt wurden. Sie berücksichtigt die physiologischen Eigenschaften der menschlichen Sinnesorgane, die Impulsfolgefrequenz und das Frequenzspektrum der Störung. Für die visuellen Störungen beim Fernsehen ist eine andere Bewertungskurve notwendig, für die noch keine internationale Übereinstimmung erzielt wurde. Bei sinusförmigen Störspannungen genügt die Messung der Spitzen- bzw. Effektivwerte.

Bei der Messung muß der Teil der Störenergie erfaßt werden, der in einem bestimmten Frequenzbereich nach außen wirksam wird. Auf Leitungen wird der störende Anteil durch Störspannungsmessungen ermittelt. Bei Frequenzen über 30 MHz tritt außer dem leitungsgebundenen Störanteil eine unmittelbar abgestrahlte Störenergie auf, so daß Störspannungsmessungen keinen Schluß auf das wirkliche Störvermögen zulassen. Eine genaue Beurteilung solcher Störquellen ist nur durch Störstrahlungsmessungen möglich.

Der Hauptteil jeder Störmeßanordnung ist das Störmeßgerät, ein empfindliches selektives Röhrenvoltmeter mit genau definierten Eigenschaften. — Im UKW-Bereich werden bei der Störfeldstärkemessung grundsätzlich symmetrische abgestimmte Halbwellendipole verwendet. Die räumliche Anordnung der Meßgeräte zur Störquelle und die Art des Meßgeländes sind von großem Einfluß. Um ständig reproduzierbare und verhältnismäßig genaue Meßwerte zu erzielen, werden für die Meßanordnung bei verschiedenen Störern bestimmte Meßentfernungen festgelegt, wobei die Höhe der Meßantenne in jedem Fall 3 m beträgt, während die Aufstellungshöhe für die einzelnen Meßobjekte unterschiedlich ist.

Für Prüffelder gibt es einfachere Meßverfahren. So wird statt der Funkstörweite die Störspannung an den Antennenanschlußklemmen von UKW-Empfängern gemessen. Dies erfolgt unter Zwischenschalten eines abstimmbaren Vierpols, der den Eingangswiderstand des Meßgerätes an den Innenwiderstand des Empfängers anpaßt. Bei Meßobjekten, deren Abmessungen klein gegenüber den zu messenden Störwellenlängen sind, kann der Störgrad unter bestimmten Voraussetzungen mit guter Annäherung auch durch eine Störspannungsmessung ermittelt werden. Die hierbei verwendete Methode eignet sich besonders gut für die Fertigungsüberwachung von Kleinmotoren.

Die Form und technische Ausgestaltung der Funkstörmeßgeräte ist entsprechend ihrem Verwendungszweck außerordentlich unterschiedlich. Für Laboratoriumsmessungen werden Geräte benötigt, bei denen der technische Aufwand auf ein Höchstmaß getrieben ist, während für Reihenmessungen bei Produktion und Überwachung verhältnismäßig einfache und leichte Störsuch- bzw. Störmeßgeräte verwendet werden können.

Dipl.-Ing. Henniger: **Funkentstörung von Otto-Motoren**

Die Hochspannungszündanlagen von Otto-Motoren erzeugen hochfrequente Schwingungen als unbeabsichtigte Nebenwirkung und müssen nach der Verordnung über Hochfrequenzanlagen vom 28. 8. 1952 entstört werden. Die Entstörmaßnahmen sind in der Vorschrift VDE 0879 festgelegt. Ein Fahrzeug gilt als hinreichend grundentstört, wenn die Störfeldstärke in 10 m Entfernung bei einer Antennenhöhe von 3 m über dem Erdboden 500 μV/m nicht überschreitet. Die Ursache für die Störungen durch die Zündanlagen sind die elektrische Bogenentladung zwischen den Elektroden der Zündkerzen und die im Verteiler auftretenden Funken. Die störenden Schwingungen haben eine große Amplitude und verlaufen während der Dauer des Funkens ungedämpft. Sie werden über die mit der Zündeinrichtung verbundenen oder elektrisch gekoppelten Leitungen ausgestrahlt. Ihr Frequenzspektrum reicht von der niederfrequenten Zündfolge bis zu sehr kurzen Wellen. Die Hauptstörungen treten zwischen 15 und 300 MHz, d. h. im KW- und UKW-Gebiet, auf.

Die Entstörung der Zündanlagen erfolgt vorwiegend durch ohmsche Widerstände von 5 bis 10 kΩ, die durch Einschalten an geeigneten Stellen die Schwingungen möglichst stark dämpfen. Der Zündfunke wird durch die Bedämpfung kälter. Für eine einwandfreie Arbeit des Motors ist jedoch eine Abkühlung des Funkens nur bis zu einer bestimmten Grenze zulässig. Eine merkbare Leistungsminderung der Motoren macht sich erst bei Gesamtwiderständen über 30 kΩ bemerkbar. Die Entstörwiderstände müssen so dicht wie möglich bei den störenden Funkenstrecken angeordnet werden. Es werden Entstörbauteile entwickelt, die mit den vorgeschriebenen Entstörwiderständen ausgerüstet sind, z. B. Entstörkerzen, Entstörstecker und Entstörmuffen. Dabei verwendet man neuerdings Volumenwiderstände, die auf Grund ihres inneren Aufbaus besser geeignet sind als die bisher verwendeten Drahtwiderstände.

Die Entstörwirkung wird durch abgeschirmte Entstörstecker erhöht, mit denen Entstörgrade erreicht werden, die denen der Entstörkerze gleichkommen und diese sogar oberhalb 200 MHz übertreffen. Gegebenenfalls kann daher auf die schwierig herzustellenden Entstörkerzen verzichtet werden. Bei Verwendung von teilgeschirmten Entstörsteckern muß darauf geachtet werden, daß die Entstörstecker und ihre Umgebung frei von Wasser bleiben, damit die Isolationsstrecken nicht durch Feuchtigkeit kurzgeschlossen werden. Die Größe der Entstörwiderstände ist, wie bereits angeführt, durch die Funktion des Motors begrenzt. Bei Motoren mit schwachen Zündanlagen, insbesondere bei alten Fahrzeugen, ist die Funktion des Motors mitunter durch eine Widerstandsentstörung überhaupt in Frage gestellt. Auch in solchen Fällen darf nicht unentstört gefahren werden, die Zündanlage muß vielmehr auf einen modernen Stand gebracht werden.

AUS DER NORMENARBEIT

DIN 40801, Entwurf vom Mai 1957

Gedruckte Schaltungen

Grundfestlegungen

Die im Entwurf — veröffentlicht in der „Elektronorm" Nr. 4 (1957) S. 140 — enthaltenen Grundfestlegungen berücksichtigen hauptsächlich das Rastersystem, bei dem die Löcher für die Lötstellen auf Kreuzungsstellen eines gedachten Gitters liegen. Der Rasterabstand dieses Gitters ist mit 2,5 mm festgelegt, der Lochdurchmesser mit 1,3 mm. Für die Dicke der Schaltplatte (einschließlich Metallauflage) sind die Maße 1; 1,5; 2; 2,5; 3 mm angegeben. Der Entwurf bestimmt ferner die konstruktive Beschaffenheit von Bauelementen für gedruckte Schaltungen. Entsprechende Normen für Kondensatoren, Röhrenfassungen und Drehwiderstände sind in Vorbereitung.

Einspruchsfrist: 31. August 1957[1]).

Vornorm DIN 41240, Entwurf vom Mai 1957

Gepolte Elektrolytkondensatoren für hohe Anforderungen mit rauhen Elektroden von 6 bis 350 V_

Eigenschaften

DIN 41240, deren Entwurf in der „Elektronorm" Nr. 4 (1957) S. 143 veröffentlicht wurde, soll auf die Entwicklung der sie betreffenden Elektrolytkondensatoren einwirken. Um Erfahrungen auf diesem Gebiet sammeln zu können, ist beabsichtigt, das Blatt zunächst als Vornorm herauszugeben.

Unter Punkt 1, Allgemeines, werden die Anwendungsarten — Kondensatoren für Siebkreise und zur NF- und HF-Überbrückung, Typ W, und Kondensatoren für Entladezwecke, z. B. zum Einhalten von Zeitbedingungen, Typ G — unterschieden, die Begriffe der Nenn-, Spitzen- und Eigenspannung definiert und Vorschläge für die Beschriftung unterbreitet. Es folgen 2. die Art der Betriebsbedingungen und Eigenschaften, 3. zulässige überlagerte Wechselspannungen und Wechselströme, 4. Prüfverfahren und -bedingungen.

Einspruchsfrist: 31. August 1957[1]).

---

[1]) Einsprüche und Änderungsvorschläge aus der DDR sind zweifach an das Amt für Standardisierung der DDR, Berlin O 17, Köpenicker Straße 80—82, ZKD-Nr. 132, zur Weiterleitung an den Deutschen Normenauschuß zu richten.

Fernseh- und Rundfunkempfängerneuheiten der Firma Graetz

Klarzeichner · Zeilenendstufe mit PL 36 · Druckkammerlautsprecher im FS-Gerät

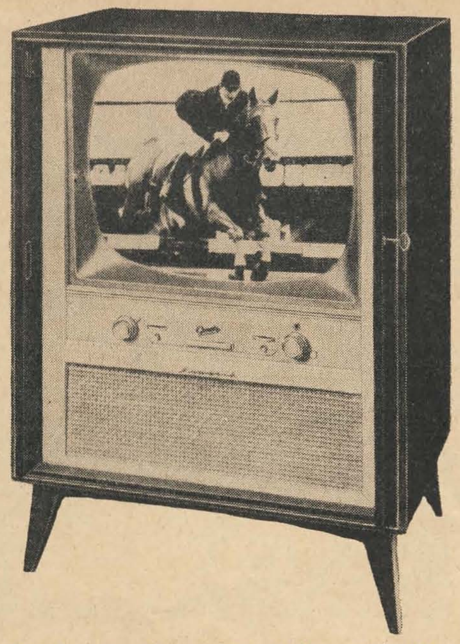
Das Hauptmerkmal der Fernsehempfänger bleibt auch in diesem Jahr das sehr scharfe, kontrastreiche Bild und der störfreie und feldstärkeunabhängige Empfang.

Graetz hat die „Majestätische Serie“ um zwei neue Fernsehempfänger erweitert, den „Reichsgraf“ mit 53-cm-Bildröhre und den „Monarch“ mit 61-cm-Bildröhre. Beide Empfänger sind mit 20 Röhren, sechs Germaniumdioden und einem Trokkengleichrichter bestückt. An der Schaltung wurden weitere konstruktive Verbesserungen durchgeführt. Durch die elastische Aufhängung des Kanalwählers wird das Auftreten von Mikrofonie weitgehend verhindert. Die sorgfältige Temperaturkompensation und die Stabilisierung der Schwingspannung des Oszillators (PCF 80) geben die Berechtigung zu dem Namen „Antidrifttuner“. Der vierstufige ZF-Verstärker arbeitet mit versetzten Einzelkreisen, so daß hohe Selektivität und große Verstärkungsreserve gewährleistet sind. Die automatische Regelung setzt selbst bei schwächstem Eingangssignal sofort ein.

Infolge der immer zahlreicheren europäischen Austauschsendungen (Eurovision) und der Übertragung von Filmen hat auch Graetz die Schaltung der neuen Geräte durch einen „Klarzeichner“ vervollkommnet. In zwei Schaltstellungen kann das Bild entweder durch eine Betonung der Konturen verbessert – Stellung „Scharf“ – oder bei störenden Mustern und zu harten Bildern durch die Taste „Plastisch“ weich eingestellt werden. Diese Korrekturen werden nur im Videoteil, und zwar durch Veränderung der Phasenlaufzeit, hervorgerufen. Es wurde dabei keine Verstimmung der HF- oder ZF-Kreise vorgenommen.

Ein zweistufiger DF-Verstärker gestattet, den Ton direkt aus dem Videodetektor auszukoppeln. Hierdurch wird der gefürchtete Intercarrierbrumm durch senderseitiges Überschreiten des Norm-Trägerrestes verhindert.

Als Oszillator für die Horizontalablenkung verwendet Graetz den bewährten Sinusgenerator. Als besondere Verbesserung wurde eine elektronische Stabilisierung der Zeilenkippendstufe angewendet. Durch eine zusätzliche verstärkende Regelröhre (Rö 206 a) arbeitet die Stabilisierung mit ungewöhnlich hoher Konstanz. Es wird nämlich nur die Differenzspannung zwischen einem festen Vergleichswert und der Höhe der Zeilenrücklaufimpulse zur Erzeugung der Nachregelspannung ausgenutzt. Der Innenwiderstand der Zeilenkippendstufe sinkt durch die Stabilisierung bis auf $^1/_3$ des sonst üblichen Wertes. Die optische Auswirkung dieser modernen Schaltungsweise ist eine stets gleichbleibende Bildgröße und die Erhöhung von Schärfe und Kontrast. Die Überschwingungen bei Kontrastsprüngen werden so völlig unmöglich gemacht. Die Austastimpulse für die Rückläufe werden sowohl vertikal als auch horizontal durch getrennte Wicklungen gewonnen. In der Horizontalaustastung wurde eine Abschneidediode angewendet, um den Wehneltzylinder der Bildröhre niederohmig aussteuern zu können und damit gegebenenfalls auftretenden Feinschlüssen in der Bildröhre zu begegnen. Um den Röhrenverschleiß in der hochbeanspruchten Horizontalendstufe herabzusetzen, wurde die neue Röhre PL 36 mit ihrer großen Leistungsreserve herangezogen. Es ist weiter ein neuer Horizontalkipp-Ausgangsübertrager entwickelt worden, an dem mit einem Schalter die Bildbreite in fünf verschiedenen Schaltstellungen geregelt werden kann. Die hohe Ablenkleistung des Übertragers gewährleistet ein voll ausgeschriebenes Raster auf dem Bildschirm.



Standgerät „Monarch“ mit 61-cm-Bildröhre

Die Temperaturabhängigkeit des Vertikalkipp wird durch eine niederohmige Gegenkopplung stark verkleinert. Die Speisung des Sperrschwingers aus der Boosterspannung ermöglicht eine automatische Konstanthaltung des Bildformats auch bei Spannungsschwankungen.

Im Tonteil der neuen Fernsehempfänger wird ein permanentdynamisches Druckkammersystem mit Exponentialtrichter verwendet (Bild 1 Mitte). Der Exponentialtrichter strahlt nach vorn, was beim Betrachter den Eindruck hervorruft, daß Bild und Ton von der gleichen Stelle ausgehen. Außerdem haben die Geräte noch einen ovalen Konzertlautsprecher und ein Hochtonsystem.

Der vor Jahresfrist entwickelte Schallkompressor wurde weiterverbessert und vermittelt eine hervorragende Rundstrahlcharakteristik. Bedingt durch die große Massenträgheit der gegossenen Flächenmembranen und der großen Schwingspulen für Lautsprecher hoher akustischer Leistung ist es unter normalen Verhältnissen schwierig, die An- und Ausschwingzeiten so klein zu halten, daß Verzerrungen unter allen Umständen vermieden werden. Außerdem sind die Kopplungsverluste die Hauptursache des schlechten Wirkungsgrades konventioneller Lautsprecherkonstruktionen. Das Druckkammersystem (Bild 3) mit seiner kleinen, fast trägheitslosen Membrane bietet sich hier als ideale Lösung geradezu an. Die klassische Anordnung mit einem Exponentialtrichter ist aber nur im Gehäuse eines Fernsehgerätes, nicht aber in dem eines normalen Rundfunkempfän-

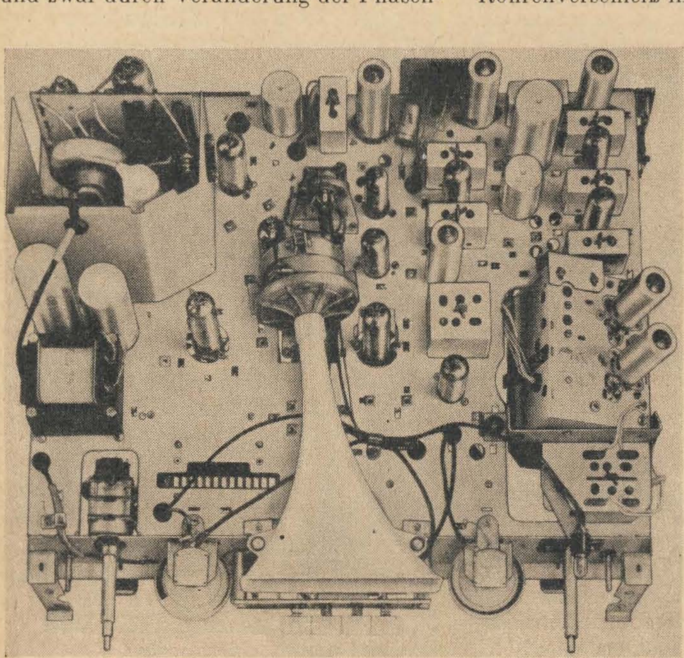


Bild 1: Chassis eines Fernsehempfängers mit Druckkammerlautsprecher mit Exponentialtrichter

Bild 2: Horizontal- und Vertikalkippstufen der Fernsehgeräte „Reichsgraf", „Landgraf", „Kurfürst" und „Maharani"

gers unterzubringen. Darum werden im Rundfunkgerät an Stelle des Exponentialtrichters Metallrohre verwendet. Durch die Konstruktionsmerkmale eines solchen Systems von Rohren ergeben sich besonders günstige Bedingungen für die Abstrahlung der für den Raumklang wichtigen Frequenzbereiche zwischen 500 und 7000 Hz[1]).

Auch in diesem Jahr sind alle Graetz-Rundfunkempfänger mit einer UKW-Eingangsstufe in Zwischenbasisschaltung[1]) ausgerüstet worden, um guten Empfang unter schwierigen Bedingungen sicherzustellen. Die Geräte „Sarabanda", „Canzonetta" und „Comedia" haben getrennten Abstimmungsantrieb für AM und FM und eine zusätzliche Taste zum Abschalten der Ferritantenne. Getrennte Ferritstab-Vorkreisspulen für Mittel- und Langwelle ermöglichen optimale Anpassung für die Außenantenne als auch für die Ferritantenne. Außerdem gestattet ein Antennenwähler, den eingebauten Gehäusedipol oder die UKW-Außenantenne als Kurz-, Mittel- und Langwellenantenne mitzubenutzen oder getrennte Antennen zu verwenden.

Das Spitzengerät der diesjährigen Graetz-Rundfunkempfängerproduktion ist die Musiktruhe „Belcanto". Das Raumklangsystem mit permanentdynamischem Schallkompressor und drei Lautsprechern bietet eine Konzertwiedergabe in Hi-Fi-Qualität. Das Gerät ist ein 8/13-Kreis-Empfänger mit acht Röhren. Der UKW-Eingang ist mit einem Baustein mit der ECC 85 in Zwischenbasisschaltung und feldstärkeunabhängigem Rauschsuppressor ausgerüstet. Das Magische Auge EM 34 mit Grob- und Feinanzeige ist abschaltbar. Von den 13 Tasten dienen vier der Bereichumschaltung, sechs sind Schnellwahltasten (davon vier als Klangregisterwähler), eine ist für den Empfang mit oder ohne Ferritantenne vorgesehen, eine für den Tonabnehmer, die letzte dient als Ausschalter.

Bild 3: Schallkompressor mit Druckkammer und Schallstrahlern

Der eingebaute Fonoteil ist mit einem Plattenwechsler der Firma Perpetuum Ebner „Rex De Luxe" mit vier Geschwindigkeiten und umschaltbarem Saphir ausgerüstet. Es können Normal- und Mikrorillenplatten abgespielt werden. Ein großer, automatisch beleuchteter Raum für die Unterbringung der Platten sowie zum nachträglichen Einbau eines Tonbandgerätes ist vorgesehen.

---

[1]) Siehe auch „Die neuen Rundfunkempfänger von Graetz" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1956) S. 455/456.

HANS SUTANER

Die Schaltungstechnik moderner Reiseempfänger

Fortsetzung aus Heft 14 (1957) und Schluß

Mit Röhren und Transistoren gemischt bestückte Reisesuper

Die großen Fortschritte in der Halbleitertechnik ermöglichen die Serienfertigung von Transistoren (zunächst für Niederfrequenz) mit ausreichend gleichmäßigen Kenndaten, so daß bereits seit 1956 einige Reisesuper für Batteriebetrieb bekannt sind, die nur noch in der Misch- und in der ZF-Stufe Batterieröhren aufweisen, im Niederfrequenzteil jedoch mit Transistoren bestückt sind.

Schaltung eines Batteriesupers mit gemischter Bestückung

Wie die Schaltung des „Bambi" (Bild 9) erkennen läßt, ist der Super für Kurz-, Mittel- und Langwellen ausgelegt. Durch einen besonders langen Ferritstab werden auf Mittel- und Langwelle ausgezeichnete Empfangsleistungen erreicht. Für Kurzwellenempfang ist im Gehäuse eine ausziehbare Bandantenne vorhanden, die sich durch einen Druckknopf automatisch einfahren läßt. Der Kondensator 10 nF am kalten Ende der LW-Ferritstabspule hat einen negativen Temperaturkoeffizienten und kompensiert den positiven Temperaturbeiwert des Ferritstabes. Hierdurch wird vermieden, daß sich die Resonanzfrequenz abhängig von Temperaturschwankungen ändert.

Zwischen den heißen Enden der Vorkreis- und Oszillator-KW-Spule liegt ein Kondensator 2 pF mit einem Widerstand von 500 Ω in Reihe, damit die KW-Empfindlichkeit am hochfrequenten Bandende

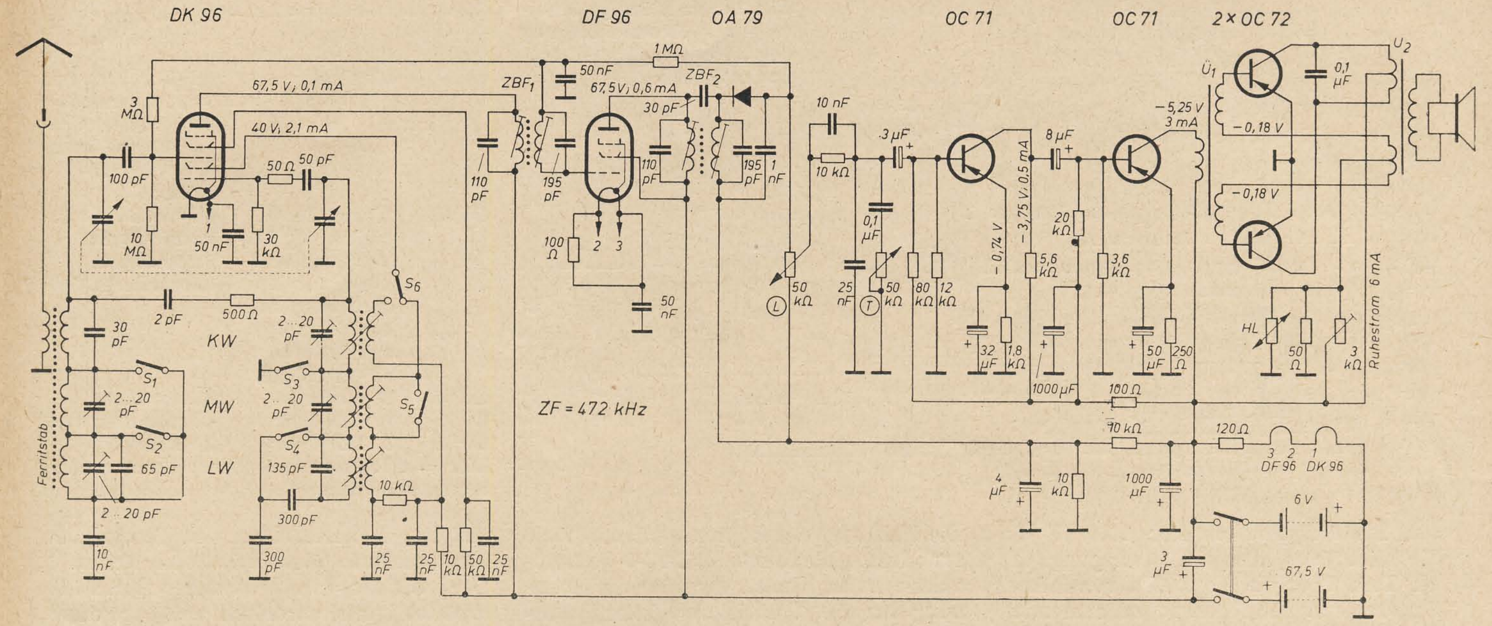


Bild 9: Schaltung des „Bambi“ von Schaub-Lorenz

nicht absinkt. Bei KW-Empfang wird die Spannung für das zweite Gitter der DK 96 erhöht, weil S_6 die Rückkopplungsspule zwischen die beiden Widerstände 10 kΩ schaltet. Hierdurch ist auch bei den höheren Frequenzen ein stabiles Schwingen der DK 96 gesichert, selbst wenn die Anodenspannung durch Alterung der Batterie abnimmt.

Das zweite Zwischenfrequenzbandfilter ZBF_2 ist etwas fester als das erste Filter gekoppelt; denn die Wicklungen sind an den heißen Enden durch den Kondensator 30 pF verbunden.

Als Demodulator dient die Germaniumdiode OA 79. Ihre Schaltelemente sind der Ladekondensator 1 nF und das Lautstärkepotentiometer 50 kΩ als Belastungswiderstand. Die Schaltung ist — entsprechend dem kleinen Eingangswiderstand der nachfolgenden Transistorstufe — niederohmig ausgeführt. Die Diode liefert auch die Schwundregelspannung für die Steuergitter der beiden Röhren. Wechselspannungsmäßig liegt das Lautstärkepotentiometer zusammen mit dem kalten Ende der Sekundärspule von ZBF_2 an Masse, gleichspannungsmäßig erhalten sie jedoch eine negative Spannung von etwa 3 V. Diese Spannung wird an dem Spannungsteiler 10 kΩ, 10 kΩ der 6-V-Batterie entnommen und über den Lautstärkeregler, die Widerstände 1 MΩ und 3 MΩ dem Gitter 3 der DK 96 zugeführt. Effektiv ergibt sich für dieses Gitter aber nur eine Vorspannung von etwa 1,6 V, weil die Heizfäden der DK 96 und DF 96 in Serie geschaltet sind und über den Vorwiderstand 120 Ω an der 6-V-Batterie liegen. Hierdurch erhält das Heizfadenende 1 der DK 96 eine negative Spannung von 1,4 V gegen das Chassis, das Gitter 3 besitzt daher gegen dieses Heizfadenende nur noch 3 — 1,4 = 1,6 V negative Spannung.

Der Kondensator 0,1 μF und das in Reihe mit ihm liegende Potentiometer 50 kΩ bilden eine stufenlos regelbare Tonblende T.

Der NF-Teil ist mit Transistoren bestückt. Vorstufe und Treiberstufe arbeiten in Emitterschaltung. Die zur Steuerung des Kollektorstromes am Block erforderliche Steuerleistung der NF-Vorstufe wird vom Diodenkreis aufgebracht. Der Widerstand 10 kΩ liegt mit dem kleinen Eingangswiderstand des ersten OC 71 in Reihe. Er verhindert eine unzulässig hohe Belastung des Diodenkreises, die bei einer direkten Anschaltung des Elektrolytkondensators 3 μF am Schleifer des Lautstärkereglers auftreten würde. Den durch die genannte Reihenschaltung bedingten Verlust an Steuerspannung gleicht die Treiberstufe mit dem zweiten OC 71 wieder aus.

Im übrigen sind Vor- und Treiberstufe in bekannter Weise durch Widerstände und Kondensatoren gegengekoppelt und spannungsstabilisiert, um Temperaturschwankungen zu kompensieren bzw. die Steuerspannung abzuschalten, wenn die zulässige Temperatur von etwa 65° für die Endstufe überschritten wird.

Die Widerstände 20 kΩ, 3,6 kΩ und 250 Ω der Treiberstufe sind so bemessen, daß am Übertrager $Ü_1$ eine Leistung von etwa 700 μW zur Verfügung steht, um die Endstufe voll auszusteuern. Außerdem paßt $Ü_1$ den Ausgangswiderstand der Treiberstufe an den niedrigen Eingangswiderstand des OC 72 an. Das Übersetzungsverhältnis beträgt 2,4 : 1.

Die Endstufe arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb. Das hat den Vorteil, daß der Stromverbrauch von der eingestellten Lautstärke abhängig ist. Bei kleiner Lautstärke wird also dementsprechend wenig Leistung aus der Batterie entnommen. Die beiden OC 72 führen 6 mA Ruhestrom, der mit dem Regler 3 kΩ eingestellt wird. Der parallel zum Widerstand 50 Ω liegende Heißleiter HL verringert seinen Widerstand bei Erwärmung. Dadurch hält er infolge der dann kleiner werdenden Block-Emitterspannung den Ruhestrom über einen großen Temperaturbereich konstant. Bild 10 zeigt die Montageplatte mit den vier Transistoren im Vergleich zu einer Miniaturröhre.

Der Übertrager $Ü_2$ paßt den 4-Ω-Lautsprecher an die Endstufe an. Über eine zusätzliche dritte Wicklung von $Ü_2$ wird ein Teil der Ausgangsspannung als Gegenkopplungsspannung an den Eingang der Gegentaktendstufe zurückgeführt. Hierdurch wird der sich sonst im Rhythmus der Ansteuerung ändernde Eingangswiderstand der OC 72 konstant gehalten. Bei voller Aussteuerung treten an den einzelnen Transistoren OC 72 Spitzenströme bis zu 100 mA auf. Damit die hierdurch bedingten Spannungsschwankungen der 6-V-Batterie nicht zu Verzerrungen führen, liegt der Elektrolytkondensator 1000 μF parallel zur Batterie. Der Widerstand 100 Ω bildet mit dem zwei-

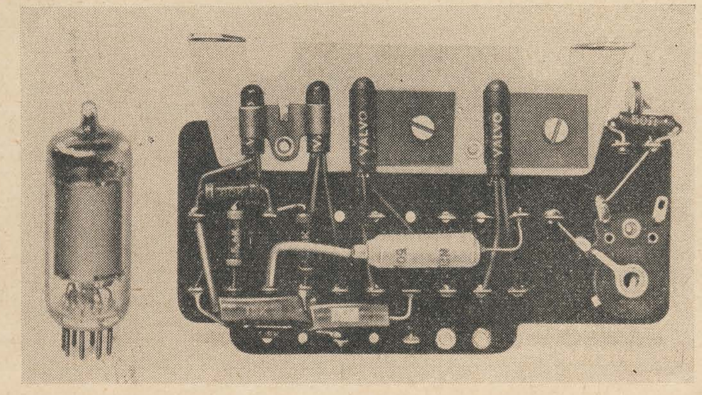




Bild 10: Die Montageplatte des „Bambi“ mit den vier Transistoren im Vergleich zu einer Miniaturröhre

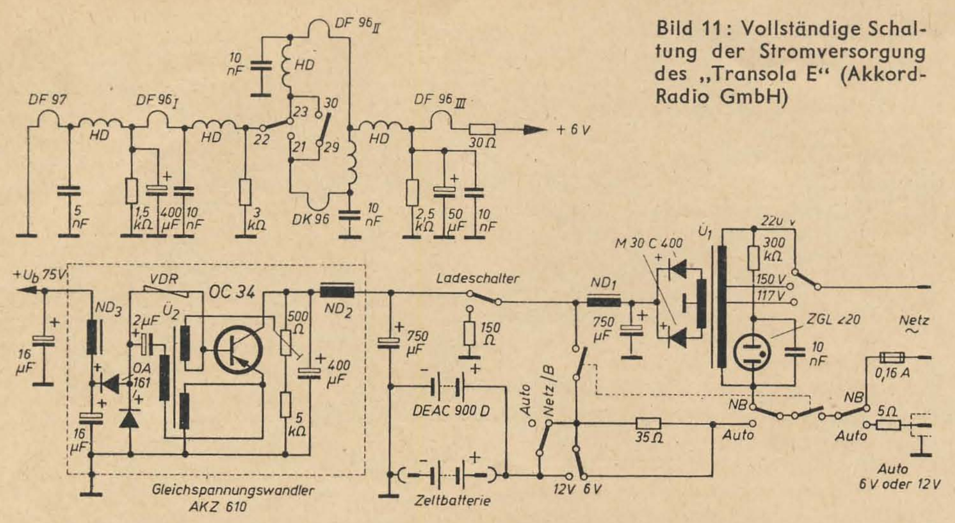


Bild 11: Vollständige Schaltung der Stromversorgung des „Transola E" (Akkord-Radio GmbH)

Röhrenfunktionen bei

	FM	AM
DF 97	Mischröhre	NF-Vorröhre und Impedanzanpassung an den nachfolgenden Transistor-NF-Verstärker
$DF96_{I}$	1. UZF-Röhre, gleichzeitig NF-Vorröhre und Impedanzanpassung an den nachfolgenden Transistor-NF-Verstärker	HF-Vorstufe mit aperiodischer Kopplung zur Mischröhre DK 96
DK 96	abgeschaltet	Mischröhre
$DF96_{II}$	2. UZF-Röhre	abgeschaltet
$DF96_{III}$	3. UZF-Röhre	ZF-Röhre

UZF = 6,75 MHz im Interesse einer hohen Stufenverstärkung

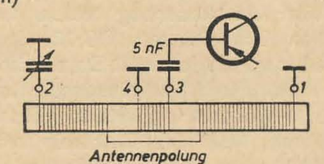
ten Elektrolytkondensator 1000 µF ein Siebglied, das eine Selbsterregung des NF-Teils über die Vorstufen verhindert. Um den mit der Alterung zunehmenden Innenwiderstand der Batterie zu kompensieren, wurden die beiden Elektrolytkondensatoren mit der hohen Kapazität von 1000 µF gewählt.

Der Empfänger enthält eine Zeltlampenbatterie zu 6 V und eine Anodenbatterie zu 67,5 V. Bei täglichem zwei- bis dreistündigem Betrieb ist mit einer Lebensdauer der Batterien von 250 Stunden und mehr zu rechnen. Klein eingestellte Lautstärke schont die 6-V-Batterie.

Beispiel der Stromversorgung eines gemischt bestückten Reiseempfängers mit in Serie geschalteten Heizfäden der Röhren und mit Gleichspannungswandler zur Erzeugung der Anodenspannung

Der im Bild 11 dargestellte Schaltungsauszug weist eine Reihe interessanter Einzelheiten auf. Der AM/FM-Empfänger ist im Hochfrequenzteil mit Miniaturröhren bestückt, als Demodulatoren arbeiten drei Germaniumdioden, und der NF-Teil enthält drei Transistoren (OC 33 als Treiber und zwei OC 72 im Gegentakt-B-Betrieb).

Bild 12: Die Schaltung des „Partner" (Telefunken)



Die Heizfäden der Röhren werden in Serie aus dem aufladbaren DEAC-6-V-Stahlakkumulator geheizt, der auch die Spannung für die Transistoren liefert. Entsprechende Kontakte der Drucktastenaggregate schalten nicht benötigte Röhren ab. Die Funktionen der einzelnen Röhren bei FM- und bei AM-Empfang sind in der Unterschrift zu Bild 11 angegeben. Durch Hochfrequenzdrosseln HD und Überbrückungskondensatoren sind die Heizfäden der Röhren weitgehend gegeneinander entkoppelt. Die Katodenströme werden durch die eingezeichneten Ableitwiderstände kompensiert.

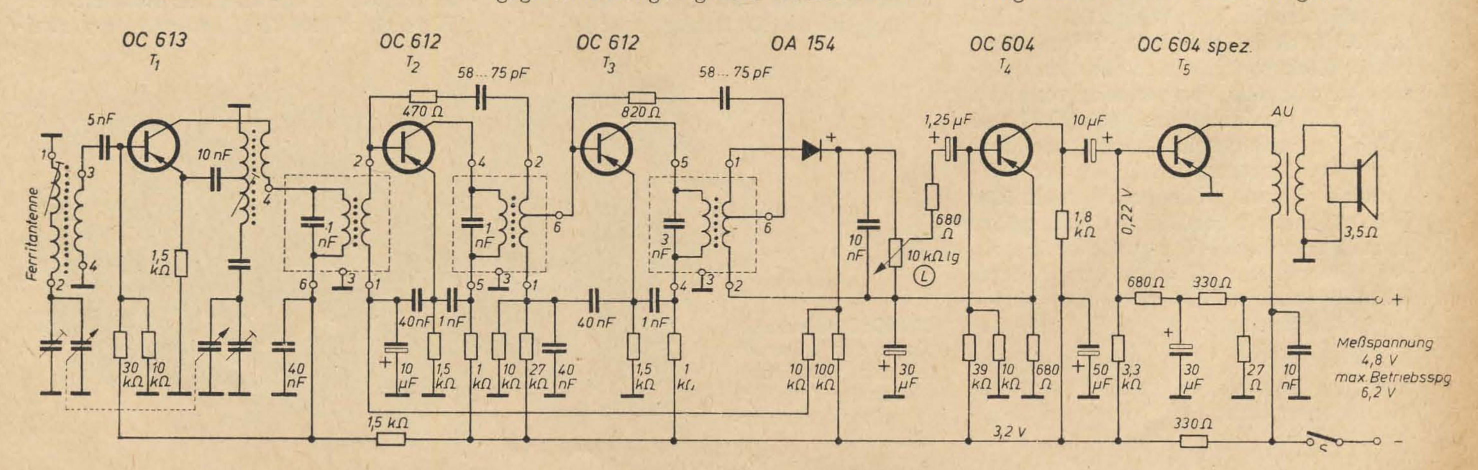
Im Empfänger ist ein Gleichspannungswandler AKZ 610 organisch eingebaut, so daß eine besondere Anodenbatterie nicht benötigt wird. Der Akkumulator gestattet einen 7- bis 8stündigen Empfang. Durch Betätigen des Ladeschalters (ein Zug-Druckschalter am Lautstärkeregler) kann die Batterie in 12 bis 13 Stunden am Wechselspannungsnetz aufgeladen werden. Hierbei leuchtet eine Glimmlampe ZGL 220 auf. Setzt man parallel zum Akkumulator noch eine Zeltbatterie von 6 V ein, die bei Ladebetrieb regeneriert wird, so erhöht sich die Betriebsdauer auf etwa 150 Stunden. Ferner ist auch ein Direktanschluß an die Autostarterbatterie (6 oder 12 V) vorhanden.

Die Netzwechselspannung wird durch den Übertrager $Ü_1$ entsprechend herabgesetzt, durch den Gegentakt-Selengleichrichter M 30 C 400 gleichgerichtet und in der Siebkette (Drossel ND_1 und zwei Elektrolytkondensatoren zu 750 µF) sorgfältig geglättet. Bei gezogenem Netzstecker liefert die Batterie allein den Strom, das eingeschaltete Gerät spielt also weiter.

Der Gleichspannungswandler AKZ 610 arbeitet vollelektronisch mit praktisch unbegrenzter Lebensdauer und ist mit dem Transistor OC 34 bestückt. Die Schaltung entspricht einem selbstschwingenden Impulsgenerator (Sperrschwinger), der die am Kollektorkreis auftretende Impulsspannung in $Ü_2$ hochtransformiert und in einer Spannungsverdopplerschaltung mit zwei OA 161 gleichrichtet. Die Arbeitsfrequenz des Generators liegt bei etwa 2 kHz.

An dem Regler 500 Ω wird der Arbeitspunkt des Transistors eingestellt, der die abgegebene Leistung, den Wirkungsgrad und die Betriebssicherheit bestimmt. Der aufgenommene Strom soll 2,5 mA bei einer Speisespannung von 5 V betragen. Beim Einregeln ist der Ausgang des AKZ 610 kurzzuschließen. Bei einer Speisespannung von 6 V gibt der Gleichspannungswandler eine Leistung von 340 mW + 5% bei einem Wirkungsgrad über 75% ab. Die Betriebsspannung U_b beträgt etwa 75 V. Um Störungen durch die Oberwellen der Generatorfrequenz zu vermeiden, sind Ein- und Ausgang durch die Drosseln ND_2 und ND_3 und durch Elektrolytkondensatoren gesiebt. Außerdem ist der AKZ 610 vollkommen in einem Gehäuse abgeschirmt, um die unvermeidbare Störstrahlung der offenen Schaltung zu vernichten.

Der spannungsabhängige Widerstand VDR (Ocelitvaristor) verhindert bei etwaigem Leerlaufbetrieb des Gleichspannungswandlers eine Zerstörung der Bau-



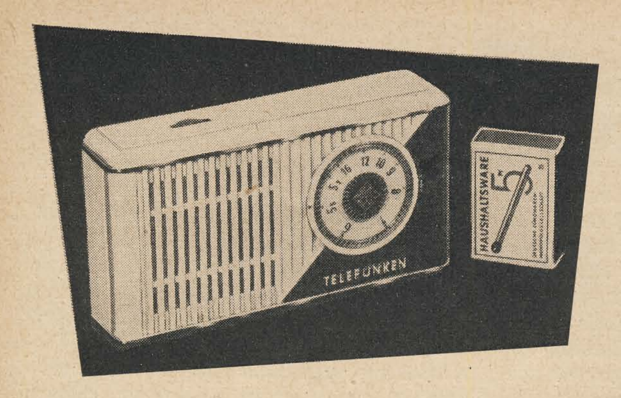


Bild 13: Das Transistortaschengerät im Vergleich mit einer Streichholzschachtel

elemente. Er gleicht außerdem Belastungsschwankungen aus, die durch das Einsetzen der Regelautomatik im Empfänger und durch das Absinken der Röhrenheizspannung bedingt sein können. Die Regelung des VDR wirkt sich als spannungsabhängige Belastung und als Gegenkopplung vom Ausgang auf den Block des OC 34 aus.

Volltransistorempfänger

Die Entwicklung von Transistoren mit hohen Grenzfrequenzen hat es ermöglicht, Reisesuper, die zunächst lediglich für Mittelwellen ausgelegt sind, nur mit Transistoren und Germaniumdioden auszurüsten. Die Geräte zeichnen sich durch kleine Abmessungen und geringen Stromverbrauch aus. Wir erläutern nachstehend die Schaltungen von zwei, kürzlich herausgebrachten Volltransistorempfängern.

Ein Transistortaschengerät

Zur Industriemesse Hannover führte Telefunken sein neues Volltransistortaschengerät „Partner“ vor, dessen Schaltung im Bild 12 wiedergegeben ist. Der verwendete Mischtransistor OC 613 besitzt eine so hohe Grenzfrequenz, daß er als selbstschwingende Mischstufe arbeiten kann. Ein besonderer Transistor für den Oszillator erübrigt sich daher. Der Super arbeitet mit einer Zwischenfrequenz von 460 kHz. Durch entsprechende Übersetzungsverhältnisse der Spulenwicklungen sind die Übertrager an die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen der Transistoren optimal angepaßt. Die beiden ZF-Verstärkerstufen sind durch Gegenkopplungskanäle stabilisiert. Als Demodulator dient die Germaniumdiode OA 154, auf die eine NF-Vorstufe mit dem OC 604 folgt, damit die nötige Steuerleistung für den Endtransistor OC 604 spez. aufgebracht wird, dessen Sprechleistung eine gute Zimmerlautstärke (etwa 50 mW) ermöglicht.

Der Empfänger ist besonders sorgfältig temperaturkompensiert, so daß die Transistoren auch bei höchster Beanspruchung (45° C Umgebungstemperatur und frische Batterie mit Überspannung) keinen Schaden erleiden. Bild 13 zeigt den Partner, der in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt ist, im Vergleich mit einer Streichholzschachtel.

Volltransistorempfänger „Peggie“

Ebenfalls für Mittelwellen (515 bis 1620 kHz) ist der Volltransistorempfänger „Peggie“ von Akkord-Radio dimensioniert. Die Schaltung dieses mit fünf Transistoren und drei Germaniumdioden bestückten Reisesupers, der in einer eleganten Ledertasche (Bild 14) untergebracht ist, zeigt Bild 15.

Auch hier arbeitet der Transistor T_1 als selbstschwingende Mischstufe. Die Oszillatorschwingungen werden über die zwei in Reihe mit dem ersten ZF-Kreis liegenden Wicklungen L_4 und L_5 im Kollektor- und im Emitterkreis erregt. Mit beiden Wicklungen ist die Spule L_3 gekoppelt, die kapazitiv abgestimmt wird. Am Emitter entsteht eine Schwingungsamplitude von 80 bis 200 mV (bedingt durch die Streuung der Kenndaten der verwendeten Transistoren). Der Wert ist jedoch nicht kritisch, weil die Mischverstärkung bereits ab etwa 50 mV annähernd konstant bleibt. L_1 ist die abgestimmte Ferritstabwicklung. Über die Ankopplungswicklung L_2 liegt der Block von T_1 für die Oszillatorschwingungen praktisch an Masse.

Der zweistufige ZF-Verstärker arbeitet mit einer Zwischenfrequenz von 455 kHz (ZF-Bandbreite 3 kHz). Ebenso wie im „Partner“ werden Einzelkreise mit einer hohen Leerlaufgüte (Q = 150) verwendet. Die sehr niedrigen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen der Transistoren dämpfen die Spulen derart, daß die Betriebsgüte bei etwa 70 liegt. Die 9-kHz-Selektion ist besser als 1 : 40, die Spiegelfrequenzselektion besser als 1 : 200.

In bezug auf die Demodulation des ZF-Signals und die Schwundregelung sind im Peggie noch einige für Transistoren zu beachtende Probleme gelöst worden. Die an der Gleichrichterdiode D_2 auftretende ZF-Spannung ist meist nur klein. D_2 muß deshalb bereits für kleine Signale einen guten Wirkungsgrad aufweisen. Ferner besitzt die nachfolgende Transistorvorstufe nur einen niedrigen Eingangswiderstand. Verlegt man den Arbeitspunkt der Demodulatordiode D_2 durch eine entsprechende Gleichstromvorspannung in den Durchlaßbereich, so wird ihr Wirkungsgrad für kleine Signale erhöht. Für hohe Modulationsgrade wird gleichzeitig eine verzerrungsmäßig günstige Anpassung an den kleinen Eingangswiderstand von T_4 erzielt. Die Gleichstromvorspannung soll etwa 0,1 V in Durchlaßrichtung von D_2 betragen. Sie wird an dem Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 abgenommen.

Der in dem Super angewendeten Schwundregelung liegen folgende Überlegungen zugrunde: Jede Diode weist im Sperrbereich einen hohen und im Durchlaßbereich einen niedrigen Widerstand auf.

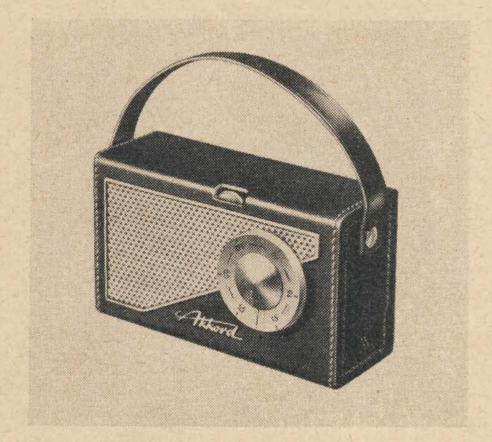
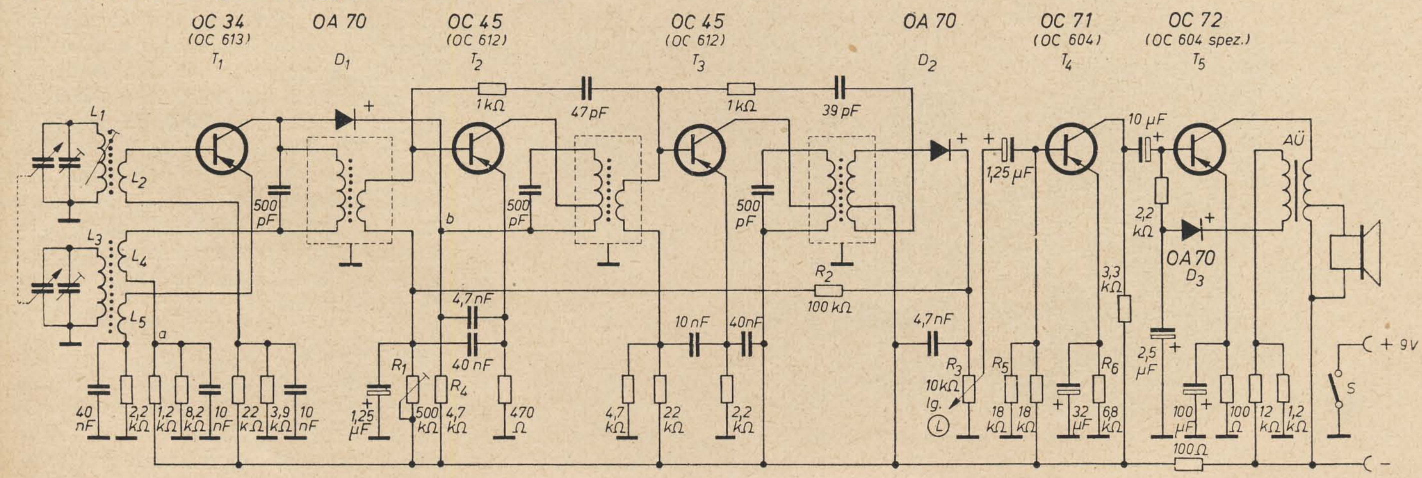


Bild 14: Ein Volltransistorempfänger in der Ledertasche

Bild 15: Die Schaltung des „Peggie“ von Akkord-Radio



Legt man deshalb eine Diode parallel zu einem Schwingkreis, dann läßt sich die Bandbreite des Kreises und damit auch die Verstärkung durch eine Gleichspannungssteuerung in weiten Grenzen regeln. Von Vorteil ist hierbei, daß die Bandbreite bei starker Regelung zunimmt und daß die durch die Regelung entstehende Kapazitätsänderung der Diode die gesamte Durchlaßkurve kaum beeinflußt. Voraussetzung hierfür ist, daß die an den Schwingkreis gelangende HF-Spannung hinreichend klein ist. Die Regeldiode D_1 liegt daher parallel zum ersten ZF-Kreis. Der Transistor T_2 liefert die Regelgleichspannung für D_1. Die Demodulatordiode D_2 steuert den Block des Transistors T_2 über den Widerstand R_2 an und verkleinert hierdurch den Kollektorstrom. Damit verringert sich der Spannungsabfall an R_4. Bei fehlendem Signal ist die Diode D_1 durch eine Grundeinstellung auf etwa 1 V, die an R_1 vorgenommen wird, gesperrt. Steigt das Eingangssignal, so setzt die Regelung ein, weil die Spannung zwischen den Punkten a und b verringert wird und schließlich durch Null geht. Noch größere Signale öffnen D_1 immer weiter, weil der Arbeitspunkt dieser Diode in den Durchlaßbereich verschoben wird. Die Diode bedämpft dann den Schwingkreis.
Der NF-Verstärker ist ebenso wie beim „Partner' 'zweistufig ausgeführt und temperaturstabilisiert. In der Endstufe findet eine interessante Stromsparschaltung Anwendung. Die Blockspannung der Endstufe ist so eingestellt, daß ohne Modulation ein kleiner Ruhestrom fließt. Wird die Endstufe aber ausgesteuert, so gelangt über die Zweitwicklung des Ausgangsübertragers AÜ eine NF-Spannung an D_3, wird dort gleichgerichtet und im richtigen Sinn der Grundblockspannung zugeführt. Hierdurch ist der Arbeitspunkt der Endstufe also abhängig von der Ausgangsspannung. Während bei voller Aussteuerung der Stromverbrauch genauso groß wie bei einer normalen Endstufe in A-Schaltung ist, bewirkt die Stromsparschaltung, daß der Stromverbrauch des Gerätes bei geringer Aussteuerung etwa 35% niedriger ist als bei den üblichen Endstufenschaltungen.

Zusammenfassung

Mit Batterieröhren der 96er Serie (25 mA Heizstromverbrauch) lassen sich leistungsfähige Reiseempfänger für Batterie- und Netzbetrieb aufbauen, deren Stromverbrauch gering ist. Verzichtet man auf Gleichstromnetzbetrieb, dann können die Heizfäden aller Röhren parallel geschaltet werden, so daß sich einfache Schaltungen für den Heizstromkreis ergeben. Bei Serienschaltung der Heizfäden sind die Katodenströme der Röhren durch Ableitwiderstände oder Shunts sorgfältig zu kompensieren. Die Erzeugung der Gittervorspannung für die Endröhre ist besonders zu beachten.
Die mit Röhren bestückten Reiseempfänger erfassen außer den Rundfunk- und Kurzwellenbereichen auch den Ultrakurzwellenrundfunk. Als Heizbatterien werden neben Trockenbatterien auch gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatoren verwendet, die bei Netzbetrieb über Schichtgleichrichter gepuffert werden. Schnelladung am Netz ist oft vorgesehen. An Stelle der Anodenbatterie kann man auch einen Zerhacker verwenden.
Um die Batteriekosten weiter zu senken, werden Batterieempfänger mit Röhren und Transistoren gemischt bestückt. Man verzichtet auf UKW-Empfang und legt die Geräte nur für Kurz-, Mittel- und Langwellen aus. Mischung und ZF-Verstärkung übernehmen Röhren, zur Demodulation und Schwundregelung dienen Germaniumdioden, der NF-Verstärker ist mit Transistoren ausgerüstet. In der Endstufe arbeiten zwei Transistoren im Gegentakt, so daß eine gute Sprechleistung erreicht wird. Die Anodenspannung für die Röhren kann durch einen Gleichspannungswandler mit Transistor erzeugt werden.
Kleinere Reisesuper für Mittelwelle sind nur noch mit Transistoren und Kristalldioden bestückt, nachdem es gelungen ist, Transistoren herzustellen, deren Grenzfrequenz ausreichend hoch liegt, so daß sie als selbstschwingender Mischer und als ZF-Verstärker verwendet werden können. Sie benötigen nur eine Batterie von 6 V Spannung und sind durch ihren geringen Stromverbrauch besonders wirtschaftlich.

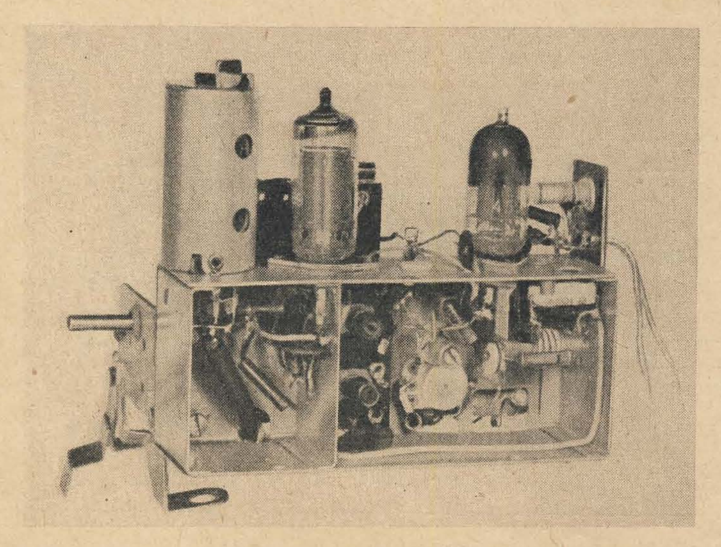
Literatur

[1] Valvo GmbH, 25-mA-Batterieröhren und ihre Schaltungen.
[2] Presseinformationen von Akkord-Radio, Telefunken und Philips.

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Dresden

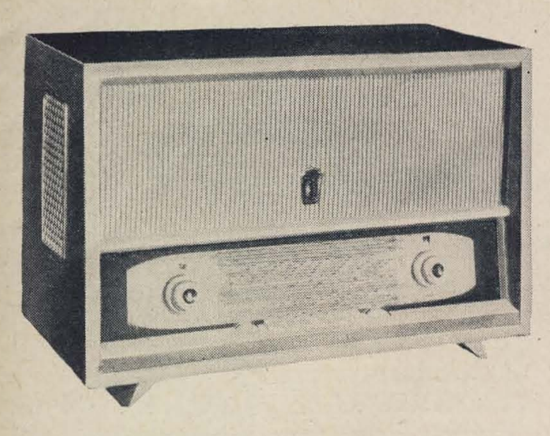
6/11-Kreis-7-Röhren-Super „Dominante"

Fünf Varianten bringt das Funkwerk Dresden von seinem Mittelsuper „Dominante" auf den Markt. Unter anderem wird er als Wechselstrom- und als Allstromgerät gefertigt. Während die Allstromausführung nur in dunklem poliertem Edelholzgehäuse ohne Ferritantenne geliefert wird, ist der Wechselstromempfänger auch noch in einem einfachen, der modernen Wohnraumgestaltung angepaßten hellen Gehäuse mit farbiger Skala (s. Bild auf S. 467) und jeweils mit oder ohne Ferritantenne erhältlich. Ferner unterscheiden sich beide Gehäusearten noch in der Anordnung der Lautsprecher. Während beim dunklen Gehäuse ein Tieftonlautsprecher nach vorn und ein Hochtonlautsprecher nach oben strahlt, womit die Reflexion der an sich scharf gebündelten hohen Töne von der Zimmerdecke und eine gleichmäßige Verteilung im Raum erreicht wird, bewirken bei dem Typ „Dominante 2" zwei seitlich abstrahlende Hochtonlautsprecher den Raumklangeffekt. Der Tieftonlautsprecher ist an der Vorderfront angeordnet.
Die Abstimmung der „Dominante" erfolgt mit Schwungradantrieb. Getrennte Regelmöglichkeit für Höhen und Tiefen mit entsprechender optischer Anzeige gestattet eine individuelle Einstellung des Klangbildes. Anschlußmöglichkeiten für Außenlautsprecher und Plattenspieler sind vorhanden. Außerdem ist ein Diodenausgang für den Anschluß neuerer Tonbandgeräte eingebaut. Für ältere Tonbandgeräte ist die Zwischenschaltung eines Übertragers erforderlich. In diesem Falle ist das Tonbandgerät über Tonabnehmereingang einerseits und an den Anschluß für Außenlautsprecher andererseits anzuschließen.


UKW-Teil

UKW-Bereich

Der UKW-Eingangsteil bildet mit dem kombinierten AM/FM-Drehkondensator und der 1. ZF-Stufe eine bauliche Einheit und besitzt einen symmetrischen Band-



Dominante

VEB Funkwerk Dresden

Technische Daten der Wechselstromausführung

Stromart:
Wechselstrom

Spannung:
110, 127, 220, 240 V

Leistungsaufnahme:
etwa 60 W

Röhrenbestückung:
ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80

Netzgleichrichter:
EZ 80

Anzahl der Kreise:
AM 6, FM 11

Wellenbereiche:
U 87 ··· 100 MHz
K 5,9 ··· 19 MHz
M 520 ··· 1650 kHz
L 150 ··· 350 kHz

Zwischenfrequenz:
AM 468 kHz (453 kHz)
FM 10,7 MHz

Empfangsgleichrichtung:
AM Diodengleichrichtung
FM Ratiodetektor

Schwundausgleich:
auf zwei Röhren rückwärts wirkend

Empfindlichkeit:
U 2 μV
K 40 μV
M 20 μV
L 20 μV

9-kHz-Selektion bei f_e = 600 kHz:
1 : 400 (52 dB)

300-kHz-Selektion:
1 : 1000 (60 dB)

Spiegelfrequenzselektion:
U 1 : 40 (32 dB)
M 600 kHz: 1 : 450 (53 dB)

Begrenzereinsatzpunkt:
5 μV

AM-Bandbreite:
3 kHz

Lautsprecher:
1 permanentdynamischer Breitbandlautsprecher 3 W, 200 mm ∅
1 permanentdynamischer Hochtonlautsprecher 1 W, 100 mm ∅

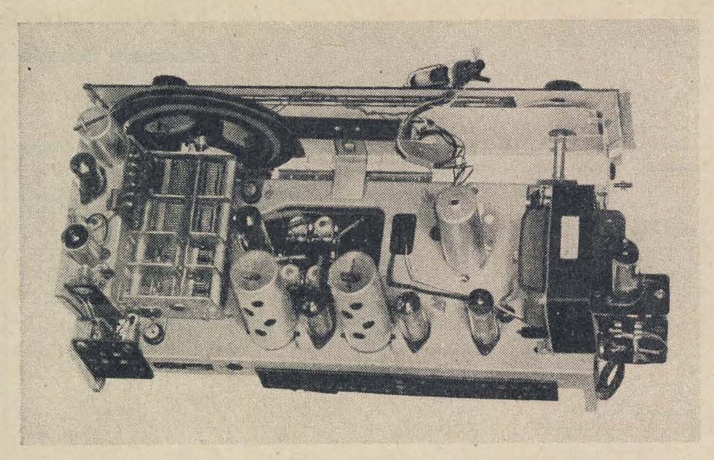
Klangfarbenregler:
Höhen und Tiefen getrennt, stetig regelbar

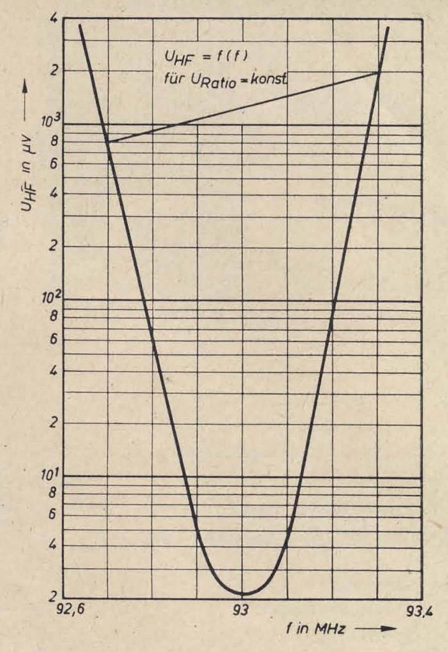
Gewicht:
etwa 18 kg

Gehäuseabmessungen:
Breite 630 mm, Höhe 415 mm, Tiefe 315 mm

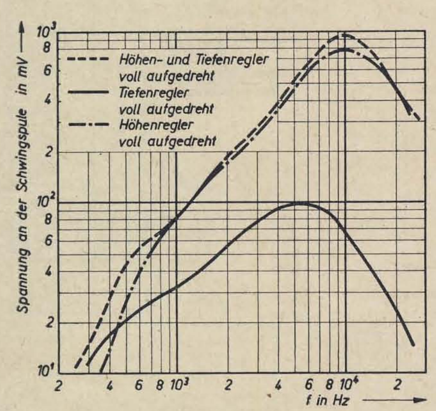
* gemessen bei Stellung UKW ohne Signal. Alle übrigen Meßwerte beziehen sich auf MW ohne Signal

Chassisansicht



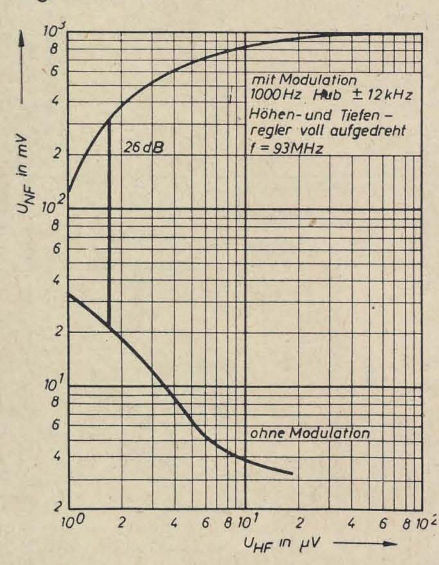


FM-Trennschärfekurve

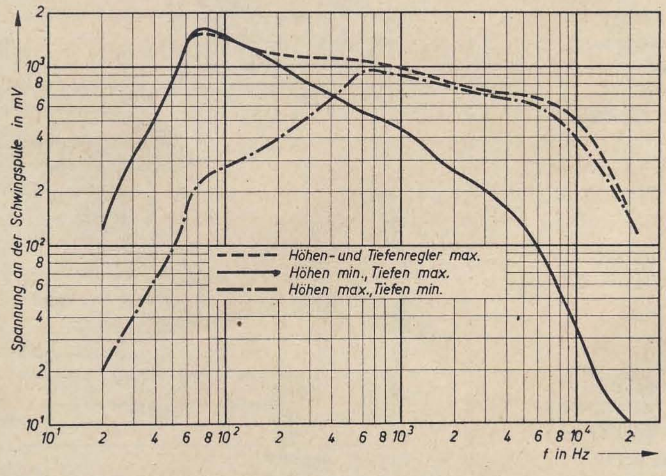


NF-Frequenzgang, Spannung an der Schwingspule des Hochtonlautsprechers in Abhängigkeit von der Frequenz

Signal-Rausch-Abstand



kabeleingang von 240 Ω. Über zwei Sperrkreise für die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz gelangt das Signal zum symmetrischen Antennentransformator. Das 1. System der ECC 85 arbeitet in Gitterbasisschaltung; sein Anodenkreis wird im Gleichlauf mit dem Oszillator kapazitiv abgestimmt. Das 2. System dient zur additiven Mischung und zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz. Jeweils über zweikreisige Bandfilter gekoppelt folgen die Röhren EF 89, E(C)H 81 und EF 89 als Zwischenfrequenzverstärker, wobei die letzte Stufe als Begrenzer ausgelegt ist. Die Zeitkonstante im Gitterkreis dieser Stufe beträgt 10 µs. Gitterstrom setzt bereits bei sehr kleinen Signalen ein, da die Gittervorspannung infolge der sehr hohen Anoden- und Schirmgittervorwiderstände praktisch Null ist. Deshalb konnte auch darauf verzichtet werden, die Katode bei UKW-Empfang an Masse zu legen. Die Demodulation erfolgt im Ratiodetektor. Durch sorgfältige Dimensionierung desselben wurde erreicht, daß sich Nulldurchgang, Rauschminimum und Signalmaximum gut decken und sich auch bei stark einfallenden Sendern nicht verschieben. Dabei ist in allen Fällen unverzerrte Demodulation bei maximaler Störunterdrückung gewährleistet. Die allgemein übliche Kompensation des Detektorruhestromes durch eine positive Vorspannung vermindert wesentlich das Rauschen bei fehlendem Signal.



NF-Frequenzgang, Spannung an der Schwingspule des Breitbandlautsprechers in Abhängigkeit von der Frequenz

AM-Bereiche

In den AM-Bereichen erfolgt die Antennenankopplung hochinduktiv, wobei eine Drossel zwischen Dipol- und Antenneneingang die Verwendung der UKW-Antenne auch für diese Bereiche ermöglicht. Nach multiplikativer Mischung in der ECH 81 gelangt das Signal zum umschaltbaren Kombinationsfilter. Nach weiterer Verstärkung in der EF 89 erfolgt die Demodulation. Die Schwundregelung wirkt über zwei Stufen rückwärts.

Die Niederfrequenz gelangt nach Abtrennung der Regelspannung zum Lautstärkeregler und auf einem zweiten Weg über C_{38} zur Anzapfung des Lautstärkereglers. Dadurch wird im normalen Betriebsfall (nicht voll aufgedrehter Regler) eine wesentliche Höhenanhebung für die AM-Bereiche erzielt. Durch R_{27} und C_{42} wird eine gehörrichtige Lautstärkeregelung erreicht. Zusätzlich erfolgt durch die Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers eine lautstärkeabhängige Baßanhebung. Das Klangbild kann in den Höhen durch R_{28} und in den Bässen durch R_{22} unabhängig voneinander eingestellt werden. Eine feste und frequenzabhängige Gegenkopplung liegt weiterhin zwischen Anode der Endröhre und der NF-Vorröhre. Die durch diese Gegenkopplung bedingte Brummspannung wird durch den Kondensator C_{51} kompensiert. Der Übertrager des Breitbandlautsprechers Lt_1 wird zur Brummkompensation in der allgemein üblichen Form herangezogen. Der Anschluß des Hochtonübertragers erfolgt gleichstromfrei über C_{47}. Die Überlappungsfrequenz beträgt dabei etwa 4000 Hz.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein elektromagnetischer Theodolit** für Magnetfeldvermessungen, der im Wissenschaftlich-Technischen Büro für Gerätebau in Berlin, WTBG, entwickelt wurde, wird für Forschungsaufgaben innerhalb des Geophysikalischen Jahres in der Sowjetunion eingesetzt. Das Gerät, mit dem die Vertikal- und die Horizontalkomponente gemessen werden können, hat Anfang Juli die Reise nach seinem Bestimmungsort angetreten.

▼ **Das neue Präsidium** im Deutschen Normenausschuß, DNA, das auf der 10. ordentl. Sitzung des Präsidiums des DNA am 17. 5. d. J. in Berlin gewählt wurde, setzt sich wie folgt zusammen: Präsident: Dr.-Ing. W. Deisinger, Vorstandsmitglied der Vacuumschmelze AG, Hanau, und Vorsitzender des Fachnormenausschusses „Nichteisenmetalle". 1. Vizepräsident: Dr.-Ing. Hugo Schrade, Werkdirektor des VEB Carl Zeiß, Jena. 2. Vizepräsident: Oberbaurat a. D. Dipl.-Ing. F. Schmidt, stellv. Vorstandsmitglied der Daimler-Benz AG, Stuttgart. Zum geschäftsführenden Mitglied des Präsidiums wurde der Direktor des DNA, Prof. Dr.-Ing. habil. A. Zinzen, ernannt.

▼ **Um 50% teurer** wurden ab 16. Juni d. J. die Fernsehgebühren in Schweden. Die Fernsehteilnehmer müssen jetzt 30 Kronen zahlen.

Vom 1. bis 8. September 1957: Leipziger Herbstmesse

105 000 qm Messestandfläche stehen den Ausstellern aus 30 Ländern auf der 20. Leipziger Nachkriegsmesse für ihre Exponate zur Verfügung.

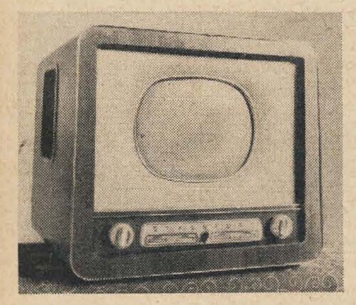
Das Amt für Standardisierung der DDR auf der Leipziger Herbstmesse

Während der Leipziger Herbstmesse 1957 ist auch das Amt für Standardisierung der Deutschen Demokratischen Republik wieder mit einem Beratungs- und Informationsstand vertreten. Die Messebesucher haben Gelegenheit, sich über Fragen der Standardisierung und Technischen Normung im Handelshof, Stand 249, zu informieren. Als Anschauungsmaterial werden die z. Z. rechtsverbindlichen Standards der DDR (TGL, DIN und VDE), weiterhin Standard- und DIN-Entwürfe, ausländische Normen und Normenverzeichnisse, teilweise in deutscher Übersetzung, sowie weitere einschlägige Normenliteratur ausliegen. Zahlreiche Prospekte erlauben eine Einsichtnahme in den Aufgabenbereich der Standardisierung und Technischen Normung in der Wirtschaft der DDR.

Die Ungarische Volksrepublik

wird im Städtischen Kaufhaus Rundfunk- und Tonbandgeräte ausstellen.

Start der Fernsehempfängerproduktion im VEB Stern-Radio Staßfurt



„Iris 12" vom Stern-Radio Staßfurt stellt sich vor

Im RFT-Industrieladen in der Berliner Stalinallee wurden die ersten Staßfurt-Fernsehempfänger „Iris 12" (siehe Bild) Mitte Juli zum Verkauf angeboten. Der 16-Röhren-Allstromempfänger zum Preise von 1200,— DM ist als Intercarrierempfänger für 12 Kanäle nach der CCIR-Norm mit 240 Ω symmetrischem bzw. 70 Ω unsymmetrischem Antenneneingang ausgelegt. Bestückt ist das Gerät mit den Röhren ECC 81 (ECC 84), ECC 82, 4 × EF 80, PABC 80, 2 × PCF 82, PL 81, PCL 82, PL 83, PL 84, PY 81, DY 86, B 30 M 2 (30 cm Diagonale), 3 Germaniumdioden. Bild-ZF = 38,9 MHz, Ton-ZF = 33,4 MHz und 5,5 MHz. Für die Tonwiedergabe ist ein 3-W-Breitbandlautsprecher vorgesehen. Eine ausführliche Gerätebeschreibung veröffentlichen wir demnächst.

Sender und Empfänger

Neuheitentermin in Westdeutschland

Zum 1. Juli wurden von 20 westdeutschen Firmen 139 neue Geräte einschließlich Fonosuper vorgestellt. Die Geräte sind mit einer Ausnahme sämtlich mit UKW-Teil versehen, der in bezug auf Störstrahlungssicherheit in den meisten Fällen noch verbessert wurde. Bei über 30% der Empfänger ist auf einen Kurzwellenbereich verzichtet worden. Auf der anderen Seite wurden die Kurzwellenbereiche durch das 19- bzw. 16-m-Band frequenzmäßig ausgeweitet. 4/5 aller Geräte haben getrennte AM/FM-Abstimmung, noch größer ist der Anteil der Ferritantennen. Graetz, Loewe-Opta, Nordmende und Tonfunk verwenden für einige Geräte als Lautsprecher ein Druckkammersystem mit Schalltrichtern. — Das Philipsgerät „Capella" ist mit einer Piano-Taste ausgerüstet, die in Verbindung mit einer Dynamikkompression die Dynamik so weit einebnet, daß bei sehr geringer Grundlautstärke das Piano erhalten bleibt und das Forte nicht zu stark heraustönt. Die Taste dient gleichzeitig zur Frequenzganganpassung. — Telefunken und Körting verwenden Schaltungen zur automatischen Dynamikbeeinflussung, den Dynamikexpander. — Bemerkenswert ist die Ausdehnung des NF-Spektrums bis 25 ... 30 kHz. — Für die Abstimmanzeige wird neu das Magische Band EM 84 von Lorenz verwendet. — Die Gehäuse sind nicht mehr extrem-modern in hellen Tönen, sondern überwiegend dunkel poliert, breiter und niedriger als bisher, mit höherer Skala, niedrigerer Schallwand und abgerundeten Ecken.

50-kW-Sender in Vietnam

Mit einer Leistung von 50 kW ist die in Hanoi kurz vor ihrer Vollendung stehende Rundfunkstation der bisher größte Sender in der Demokratischen Republik Vietnam.

CSR baut Mittelwellensender für Ägypten

Die komplette Ausrüstung eines Mittelwellensenders hat die Tschechoslowakische Republik an Ägypten geliefert. Wie CTK berichtet, wird dieser in ägyptischem Auftrag hergestellte Sender der stärkste des Nahen und Mittleren Ostens sein.

Germanium und Indium aus Freiberg

Die Gewinnung von Spurenmetallen — vorerst Germanium und Indium — in einer im Aufbau befindlichen modernen volkseigenen Produktionsstätte wird noch in diesem Jahr im Versuchsbetrieb anlaufen. Als Rohstoffe für die seltenen Elemente dienen dem neuen Betrieb in Muldenhütte bei Freiberg neben geeigneten Haldenvorkommen und Kohlenflugasche vor allem germanium- und indiumhaltige Wälzoxyde, die als Aufbereitungsrückstände im VEB Feinzink Freiberg anfallen. Das technologische Verfahren hierfür wurde im Forschungsinstitut für NE-Metalle (Nichteisen) in Freiberg entwickelt.

VEB Elektronische Rechenmaschinen

Ein wissenschaftlicher Industriebetrieb für elektronische Rechenmaschinen und Zusatzgeräte sowie Zähl- und Lochkartenmaschinen wurde Ende Mai d. J. in Karl-Marx-Stadt gegründet. Als wichtigste Aufgaben des Betriebes, der eine Synthese zwischen Forschungsinstitut und Fertigungswerk darstellt, bezeichnete der Stellvertreter des Vorsitzenden des Ministerrats der DDR, Fritz Selbmann, die Koordinierung aller Aufgaben auf dem Gebiet der elektronischen Rechenmaschinen, die Forschungs- und Entwicklungsarbeit, die Ausarbeitung neuer Fertigungstechnologien und die Ausbildung von Kadern.

Fernsehversuche in Finnland

Seit März d. J. betreibt die Finnische Rundfunkgesellschaft Yleisradio jeden Dienstag und Freitag in der Zeit von 19.30 bis 20.30 Uhr einen Fernsehversuchssender im Band III, Kanal 6, auf der Frequenz 182,25 MHz (Bild) und 187,75 MHz (Ton). Die effektive abgestrahlte Leistung des 2-kW-RCA-Senders beträgt 8 kW. Die Aufnahme regulärer Sendungen ist für den Herbst 1958 vorgesehen. Für das geplante Sendernetz sollen noch bis Ende 1960 fünf leistungsstarke Sender errichtet werden, und zwar zuerst in Helsinki, Turku, Tampere und Lathi. Mit ihnen kann etwa die Hälfte der finnischen Bevölkerung mit Fernsehen versorgt werden. Bis zum gleichen Termin wird in Helsinki ein Fernsehzentrum errichtet.

In Norwegen

soll ab Juli 1960 ein reguläres Fernsehprogramm gesendet werden. Mit Versuchssendungen werde man noch in diesem Jahr beginnen, berichtet „Die Welt" am 27. 6. 1957.

In Japan

werden bis Ende d. J. etwa eine Million Fernsehempfänger in Betrieb sein. Nach dieser Meldung der Kyodo - Nachrichtenagentur entfällt auf jeden 90. Einwohner des Inselstaates ein Fernsehgerät. Das Sendernetz wird im Laufe dieses Jahres auf Staatskosten um 10 neue Sender erweitert. Außerdem haben 40 Privatfirmen die Errichtung eines Fernsehsenders beim japanischen Postministerium beantragt.

Elektronisches Sortieren von Postsachen

Eine Versuchseinrichtung zum elektronischen Sortieren von Postsachen wurde in Kanada erprobt. Bei dieser Einrichtung werden die Postsachen mit einem einfachen Zwei-Buchstaben-Code versehen, indem bestimmte Buchstaben von Straßen und Städten verwendet werden. Der auf den Briefen angegebene Code eines Postamtes wird mit einem Codeschreiber automatisch mit unsichtbarer Tinte, die bei ultravioletter Bestrahlung „glüht" und eine Fotozelle aktiviert, auf den Brief übertragen. — Beim Sortieren werden Briefe auf dem Fließband entsprechend ihrer verschiedenen Code in die vorgesehenen Gleitbahnen geleitet. Infolge der ständigen Zunahme des Postverkehrs wird eine solche Lösung in absehbarer Zeit für notwendig angesehen.

Radio-Electronics, Juni 1957.

Das Atomichron

Ein Zeitmesser sehr hoher Genauigkeit ist das Atomichron, eine von der National Co., USA, entwickelte Atomuhr. Das Pendel der Uhr ist ein Cäsiumatom, das mit einer konstanten Frequenz von 9192,631830 MHz schwingt. Das Zifferblatt ist zum Anschluß einer Zeitansageeinrichtung vorgesehen. Die Uhr arbeitet prinzipiell folgendermaßen: Ein 5-MHz-Quarzoszillator wird um 1836 vervielfacht, wobei eine Frequenz von 9180 MHz entsteht. Diese Frequenz entspricht etwa der des Cäsiums. Ein mit Cäsiumgas gefülltes Zählrohr erfaßt jede Abweichung der vervielfachten Frequenz von der des Cäsiums. Bei Abweichungen wird der 5-MHz-Oszillator automatisch nachgeregelt.

Dipl.-Ing. BODO WAGNER und WERNER TAEGER

Neuheiten auf dem Gebiete der Elektronik

Einen guten Überblick über den Stand der industriellen Elektronik vermittelte ein Rundgang durch die Industriemesse 1957 in Hannover.

Vakuumröhren

Wenn auch der Einsatz normaler Rundfunkröhren in industriellen Geräten schon vielfach zu durchaus zufriedenstellenden Ergebnissen geführt hat, vorausgesetzt, daß bei der Auslegung eine genügende Reserve berücksichtigt wurde, so hat sich doch in den letzten Jahren die Industrieröhre mehr und mehr durchgesetzt, die den häufig erschwerten Betriebsbedingungen technischer Geräte, wie größere Temperaturschwankungen, Erschütterungen und Stöße[1]), vielfach auch starke Staubentwicklung, aggressive Gase und Dämpfe usw., angepaßt sind. Andererseits werden für die industrielle Elektronik Röhren mit besonders hoher Betriebssicherheit und Lebensdauer, häufig auch mit besonders engen Toleranzbereichen gefordert.



Bild 1: Kaltkatodenschaltröhre 1···2 A, Cerberus. Auf dem Bild gut sichtbar die Bogenentladung

Eine Serie industrieller Röhren hat *Siemens* mit der Typenreihe „Intronik-Röhren" herausgebracht, die Vakuumröhren und Thyratrons mit geheizter und kalter Katode enthält. Es handelt sich bei den Vakuumröhren um die Typen AA 91 E, eine niederohmige Doppeldiode mit getrennten Katoden; CC 81 E, eine Doppeltriode für Mischstufen und Oszillatoren; CC 82 E, eine Doppeltriode für NF-Verstärker und Impulsstufen und CC 86 E, eine Doppeltriode für Zählschaltungen und NF-Endstufen. Die „Intronik"-Röhren sind weitgehend mit den entsprechenden Rundfunkröhren vergleichbar. Bei ihrer Bezeichnung wurde lediglich der erste Buchstabe, der die Heizungsart kennzeichnet, ans Ende gestellt, also AA 91 E entspricht EAA 91 usw.

Von *Telefunken* werden gefertigt: E 180 F (entsprechend EF 180), EAA 901 S, eine Zweifachdiode mit getrennten Katoden, ECC 801 s und ECC 802 s, beides Doppeltrioden mit getrennten Katoden, EF 803 s, eine Leistungspentode, EF 804 s, eine regelbare HF-Pentode und EH 900 s, eine Heptode für Schaltzwecke. Für Rechenmaschinen werden Röhren mit zwischenschichtfreier Spezialkatode geliefert, die längere Zeit ohne Anodenstromentnahme geheizt und schlagartig voll belastet werden können.

Valvo hat im Programm die „Rote Reihe" mit den Röhren E 80 CC (entsprechend ECC 80), E 80 F (EF 80), E 80 L (EL 80), E 82 M (EM 82) und E 180 F (EF 180).

Kleinthyratrons

Kleinthyratrons mit geheizter und kalter Katode sind in reichlicher Auswahl vorhanden. *Siemens* liefert das Koinzidenz-Stromtor ST 80 T mit geheizter Katode, ST 90 K, eine Kaltkatodenröhre mit aktivierter Katode entsprechend der 5823 sowie die beiden Typen ST 91 K und ST 92 K mit Reinmetallkatode; sie enthalten eine zusätzliche Hilfsanode, die zur Stabilisierung einer Hilfsgleichspannung verwendet werden kann.

Telefunken bietet zwei Schirmgitterthyratrons mit geheizter Katode an: 5696 mit einem Anodenstrommittelwert von 25 mA und 2 D 21 mit 100 mA; an Kaltkatodenröhren die bekannte 5823 als Triode und die Sonderausführung 5823 A für höhere Zündspannungen (350···500 V) sowie die OA 4 G als Oktalröhre, sämtliche Röhren mit Oxydkatode.

Valvo hat im Programm eine Kleinströhre PL 10 mit Mignon-Schraubsockel und Außengitter sowie die bekannten PL 21 und 5727 mit geheizter Katode, an Kaltkatodenröhren die PL 1267 (OA 4 G), Z 50 T als Kleinsttyp mit 6 mA Anodenstrom (Anschlüsse durch Lötdrähte) und die 5823.

Das Lieferprogramm der *AEG* enthält an Thyratrons mit geheizter Katode die Typen ASG 5696, ASG 5121 mit Schirmgitter und ASG 5727; ferner die Kaltkatodenthyratrons ASG OA 4, ASG 5823 und ASG 5823 A, weitgehend den Telefunkentypen entsprechend, ferner eine Röhre mit Molybdänkatode ASG 5212, die mit negativer Starteranodenspannung betrieben wird und einen inneren Kolbenbelag zur Abschirmung gegen Störfelder aufweist. Sie kann mit Wechselspannung gespeist werden, wobei zwischen Anoden- und Starteranodenspannung eine Phasenverschiebung von 180° bestehen soll.

Die Schweizer Firma *Cerberus*, Werk für Elektronentechnik, fertigt folgende Kaltkatodenröhren: die Trioden GR 15 für Anodengleichspannung, GR 16 und GR 17 für Gleich- und Wechselspannung, die Tetrode GR 18, eine Elektrometerrelaisröhre GR 19 mit einem minimalen Steuerstrom von 10^{-12} A (!), die GR 20 als Gleichstromtriode mit zwei Startern sowie den entsprechenden Typ GR 21 in Subminiaturausführung. Ein besonderes Ereignis ist eine für den Herbst 1957 angekündigte Schaltröhre mit kalter Katode, die einen Anodenstrommittelwert von 1···2 A, einen Scheitelwert von etwa 50 A bei einer Anodenspannung von 400···500 V liefert; der innere Spannungsabfall bei gezündeter Röhre beträgt nur etwa 20 V. Die Röhre arbeitet demnach mit einer Bogenentladung. Auf diese Schaltröhre, die im Bild 1 gezeigt ist, kann die Fachwelt sehr gespannt sein.

Eine weitere interessante Neuheit ist die Spannungsvergleichsröhre SR 4 in Subminiaturausführung zum Einlöten in die Schaltung. Die Röhre zeichnet sich durch hohe zeitliche Konstanz der Brennspannung aus und eignet sich daher besonders zur Bildung von Vergleichsspannungen bei Sollwertgebern für Regelschaltungen. Sie hat eine Reinstmolybdänkatode und enthält — was besonders beachtlich ist — eine Ionisationsquelle, so daß die Zündspannung von äußeren Lichteinflüssen völlig unabhängig ist. Als Lebensdauer werden mehr als 30000 Betriebsstunden angegeben. Die Brennspannung beträgt 86 V, der Stabilisierungsbereich 0,5··· 5 mA.

Die *Elesta AG*, Schweiz, bietet die Trioden ER 1 und ER 2, die Pentode ER 3 für Gleichspannung sowie für Wechselspannung die Triode ER 21 A an.

Leistungsthyratrons

BBC (Brown, Boveri & Cie) hat neuerdings Thyratrons mit Quecksilberpille herausgebracht, bei denen nach einem Transport keine erhöhte Anheizzeit mehr erforderlich ist; sie können in jeder Lage eingebaut werden und sind speziell für transportable Anlagen geeignet. Die Gefahr der Rückzündung und der Katodenabtrommelung ist weitgehend verringert, so daß die Grenzdaten erhöht werden konnten. Besondere Beachtung verdient auch die zunächst bei der gasgefüllten Gleichrichterröhre DE 2 angewendete neue E-Katode, bei der keine Halbleiterschicht auf dem Metallkern vorhanden ist; vielmehr wird die Aktivierung durch Einlagerung von emittierenden Bestandteilen in der Kristallgrenze nahe der Oberfläche hervorgerufen. Dadurch kann bei Röhren mit E-Katoden auf eine Anheizzeit völlig verzichtet und die Anodenspannung gleichzeitig mit der Heizspannung eingeschaltet werden. Außerdem ist die E-Katode weitgehend überlastbar ohne Gefahr des Spratzens. Die E-Katode soll demnächst auch bei Thyratrons angewendet werden — ohne Zweifel ein bedeutender Schritt zur Erhöhung der Betriebssicherheit und Vereinfachung der Geräte.

[1]) Als zulässig wird von einzelnen Firmen eine Vibrationsbeanspruchung von 2,5 g bei 50 Hz und eine kurzzeitige Stoßbeanspruchung von 500 g angegeben.

Ignitrons

Eine Neuerung sind die wassergekühlten Ignitrons von *Valvo* mit Temperaturwächter. Es handelt sich um drei Typen: PL 5551 A (max. Anodenstrommittelwert 22,5 A), PL 5552 A (100 A) und PL 5553 B (190 A). Das Kühlwasser für diese Röhren wird nur bei Bedarf eingeschaltet.

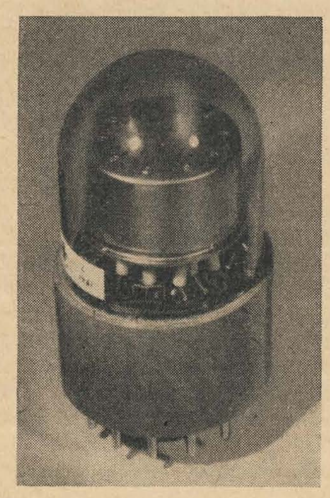


Bild 2: Dekadische Zählröhre mit kalter Katode, Cerberus

Zählröhren

Außer der bekannten dekadischen Zählröhre E 1 T von *Valvo* (6370) zeigte *Cerberus* eine Zählröhre mit kalter Katode unter der Bezeichnung DZ 10[1]) (Bild 2). Ein entsprechender Typ von *Elesta* ist die EZ 10. Das optische Ablesen des Ergebnisses erfolgt im Gegensatz zur E 1 T nicht auf der Zylindermantelfläche, sondern auf der Stirnseite, wodurch eine größere Übersichtlichkeit erreicht wird. Die zehn Hauptkatoden sind einzeln herausgeführt, so daß die Zählergebnisse auch elektrisch an Widerständen in den Katodenzuleitungen abgegriffen werden können. Die maximal erreichbare Zählgeschwindigkeit beträgt 3000 Impulse/s.

Fotozellen

Zum Programm von *Telefunken* gehören einige neue Fotozellen. Die für Rot empfindlichen Fotozellen mit einer maximalen spektralen Empfindlichkeit bei etwa 800 mμ sind teils als Vakuumzellen (FZ 12 VS und FZ 12 VH), teils als Zellen mit Edelgasfüllung (FZ 12 GS und FZ 12 GH) ausgeführt. Die Hochvakuumfotozellen arbeiten mit Betriebsspannungen von max. 250 V. Der Katodenstrom steigt proportional mit der Stärke des auffallenden Lichtstromes und erreicht bei etwa 30 bis 40 V Anodenspannung einen Sättigungswert.

Bei den edelgasgefüllten Fotozellen beträgt die maximale Betriebsspannung nur etwa 90 V. Durch höhere Spannungen wird eine unerwünschte Glimmentladung ausgelöst, die u. U. zur Zerstörung der Katode führt. Die Empfindlichkeit der edelgasgefüllten Fotozelle in μA/Lm ist infolge Ionisation der Gasfüllung höher als bei der Hochvakuumzelle. Da die ersteren aber träger sind, empfiehlt es sich, bei Änderung des Lichtes mit einer Frequenz $>$ 5000 Hz Hochvakuumzellen zu verwenden.

Im allgemeinen werden Fotozellenschaltungen nach Verstärkung des Fotostromes zum Steuern elektromagnetischer Relais benutzt. Neuerdings werden an Stelle der Relais auch mit Transistoren bestückte elektronische Schalter verwendet, da mit den immer höher werdenden Ansprüchen an die Schalthäufigkeit und Schaltgeschwindigkeit mechanische Relais nicht mehr eingesetzt werden können.

Transistoren und Dioden

Zu dem bereits bekannten HF-Transistor OC 612 entwickelte *Telefunken* einen weiteren HF-Typ, den Transistor OC 613, der für die Verwendung in der Mischstufe transistorbestückter Mittelwellensuper geeignet ist. Im Arbeitspunkt $-U_C = 6$ V und $-I_C = 0,5$ mA ist in Emitterbasisschaltung und bei einer Arbeitsfrequenz von 2 MHz die Steilheit etwa 15 mA/V und die Rauschzahl etwa 7 dB. In Blockbasisschaltung liegt die Grenzfrequenz über 10 MHz.

In der Reihe der Leistungstransistoren (OD 604) sind zwei neue Typen erschienen: OD 603 und OD 605. Der letzte liefert bei einer Kollektorspitzenspannung $-U_C = 30$ V und $-I_C = 1$ A eine Leistung von 15 W. In einer Gegentakt-B-Stufe mit zwei Transistoren OD 605 lassen sich mit 10% Klirrfaktor etwa 50 bis 60 W Sprechleistung erzielen.

Auch *TEKADE*, Nürnberg, hat zu seinen bekannten Typen einen HF- bzw. ZF-Transistor GFT 45 entwickelt. Die obere Grenzfrequenz in Blockbasisschaltung liegt bei 6 MHz, die Verstärkung bei 470 kHz ist 32 dB.

Die Firma *Intermetall*, Düsseldorf, hat einen neuen pnp-Germanium-Subminiaturflächentransistor entwickelt. Der Transistor OC 350 weist in Emitterbasisschaltung eine lineare Stromverstärkung $h_{21}' = 150$ auf. Dabei ist der Eingangswiderstand etwa 4500 Ω und der Ausgangswiderstand 20 kΩ. Die Grenzfrequenz in Blockbasisschaltung liegt bei 2 MHz und die Rauschzahl bei 18 dB. Dieser Transistor eignet sich wegen seiner Kleinheit und hohen Verstärkung besonders zum Einbau in Hörhilfen.

Der neue *Siemens*-Transistor TF 77 ist ein legierter pnp-Flächentyp in Metallausführung. Die Gesamtverlustleistung bei 60 °C Umgebungstemperatur beträgt 500 mW; die Steilheit ist 130 mA/V, die Stromverstärkung in Emitterbasisschaltung rund 28.

Auch *Valvo*, Hamburg, zeigte einige neue Transistoren. Der Leistungstransistor OC 16 mit 3 W Kollektorverlustleistung eignet sich besonders für Gegentakt-B-Verstärker, ebenso der Leistungstransistor OC 30 mit 6 W Kollektorverlustleistung.

Siemens hat die Gruppe der Richtleiter für kommerzielle Zwecke durch drei neue, besonders preiswerte Germaniumdioden GD 4 s, GD 11 E und GD 12 E ergänzt. Zum erstenmal erscheint im Fertigungsprogramm eine Siliziumdiodenreihe für kleine Leistungen, bestehend aus den fünf Typen SD 8, SD 10, SD 12, SD 14 und SD 16, deren Zenerspannung den Bereich von 25 bis 160 V überstreicht.

Bauelemente

Die *Standard Electric* (*SAF*), Nürnberg, zeigte einige neue Siliziumgleichrichter für hohe Leistungen. Die Gleichrichter der Typenreihe OY 200 und OY 300 liefern bei maximal 350 V einen Richtstrom von 0,5 bzw. 1 A bei einem Spannungsabfall von nur 1 bzw. 1,5 V am Gleichrichter. Der Sperrstrom ist stets kleiner als 0,5 mA. Die Eigenschaften dieser Siliziumflächengleichrichter sind: sehr geringe Verluste, kleine Abmessungen und hoher Wirkungsgrad. Zur Erzielung noch höherer Richtströme können mehrere gleichartige Siliziumgleichrichter parallel geschaltet werden. Hierbei ist es erforderlich, jedem Gleichrichter einen Widerstand solcher Größe vorzuschalten, daß in ihm bei Nennstrom ein Spannungsabfall von 1 V entsteht.

Bei *Intermetall* fallen zwei Germanium-Hochstromgleichrichter CTP-323-A und B mit einer Spitzensperrspannung von 35 bzw. 75 V auf, die einen Durchlaßstrom von 350 A haben. Sie sind mit Kühlrippen versehen und benötigen künstliche Belüftung durch einen Luftstrom von mindestens 8 m/s. Die Abmessungen der Kühlbleche sind 77 × 83 mm, die Länge des Pakets beträgt (ohne Zuleitung) 127 mm.

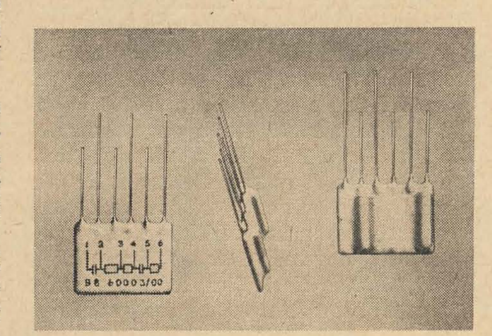


Bild 3: Valvo-Kombi-Elemente

Zu erwähnen ist noch die Leistungssteigerung von Selengleichrichtern, bei denen durch besondere Formierungsverfahren bei gleichbleibender Sperrspannung der Durchlaßwiderstand um etwa 30% verrringert werden konnte, so daß die Belastbarkeit der Platten entsprechend erhöht worden ist. Gleichzeitig konnte die Betriebstemperatur von 75 auf 85 °C heraufgesetzt werden. Damit wird eine durchschnittlich 50% höhere Nennstromstärke der Platten erreicht.

Das *Valvo*-Kombi-Element ist eine nach dem Verfahren der gedruckten Schaltungen entwickelte Baueinheit, die auf einer Plattengröße von 30 × 23 mm bis zu drei Keramikkondensatoren und vier Widerstände vereinigt. Durch diese Baueinheit werden Aufbau und Montage der in Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie industriellen Einrichtungen verwendeten Chassis mit einer Vielzahl von RC-Gliedern (z. B. Differenzier- und Integrierketten hinter dem Impulssieb) wesentlich vereinfacht.

---

[1]) Siehe auch „Zählröhre mit kalter Katode", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 22 (1956) S. 677.

Schaltungseinzelheiten amerikanischer Fernsehempfänger

In den USA werden als Gegenstück zum tragbaren Rundfunkempfänger schon seit längerer Zeit „TV-Portables", d. h. also tragbare Fernsehempfänger, hergestellt. Das Gewicht beträgt etwa 6 kg, die Abmessungen etwa 20 × 25 × 35 cm. Es finden hauptsächlich Rechteck-Bildröhren mit 23 cm Diagonale Verwendung. Die Netzaufnahme liegt in der Größenordnung von 60 ··· 80 W. Interessant ist der hohe prozentuale Anteil der Portables an der Gesamtzahl der produzierten Fernsehempfänger. Bei mehreren amerikanischen Großfirmen (Admiral, Motorola, Philco, Sylvania u. a.) werden Zahlen zwischen 30 und 40 % genannt! Unser Beitrag bringt als Beispiel dieser neuen Entwicklungsrichtung die vollständige Schaltung eines RCA-TV-Portable.

Wieweit es sich hierbei um ein echtes Bedürfnis handelt, geht aus einer Meldung der Zeitschrift „U. S. News & World Report" hervor, die in der diesjährigen Märznummer, Seite 139, berichtet, daß im Jahre 1956 600000 Fernsehgeräte mehr produziert wurden als verkauft werden konnten.

Der 11-Röhren-Empfänger KCS 100 B der RCA (siehe S. 473) arbeitet im Eingang mit dem Triodenteil einer 6 U 8 in Gitterbasisschaltung. Als Oszillator und Mischröhre ist ebenfalls eine 6 U 8 (ECF 82) eingesetzt, der Pentodenteil der ersten Röhre dient als ZF-Stufe. Nach der zweiten ZF-Röhre folgt der Videodemodulator.

Ungewohnt für uns ist die gleichstrommäßige Schaltung einiger Röhren. Triode und Pentode der Misch- und Oszillatorröhre sind in Serie geschaltet, ebenso beide Systeme der 6 U 8, die als HF- bzw. ZF-Verstärker arbeitet.

Der Tuner ist als Kanalwähler mit 13 Stellungen ausgebildet; ein Drehkondensator erlaubt die Feinabstimmung der Oszillatorfrequenz. Im Anodenkreis der ersten ZF-Stufe liegen ein auf 45,5 MHz und ein auf 41,25 MHz abgestimmter Kreis in Serie. 41,25 MHz entspricht der Ton-Zwischenfrequenz; dieser Kreis ist induktiv abstimmbar, so daß mit der Feinabstimmung im Oszillator auf optimales Bild eingestellt wird, während dieser 41,25-MHz-Kreis [im Originalschaltbild mit „sound-boost", also wörtlich „Ton(-ZF)-Anheber" bezeichnet] getrennt davon den Tonempfang in gewissen Grenzen beeinflussen kann.

Vom Videodemodulator wird eine Regelspannung abgenommen, die auf die zweite ZF-Stufe und die HF-Stufe direkt, auf die erste ZF-Stufe indirekt dadurch einwirkt, daß diese Röhre mit der HF-Röhre gleichstrommäßig in Serie liegt und durch die Regelspannung an deren Gitter auch der Arbeitspunkt des zweiten Systems verschoben wird (ähnlich wie bei einer galvanisch gekoppelten Kaskodestufe mit der PCC 84).

Von der Anode der Videoendstufe wird die Katode der Bildröhre gesteuert. Außerdem geht das Signalgemisch zum zweistufigen Impulsabtrenn- und Begrenzerteil (zwei Trioden). Ein System der Doppeltriode 6 CG 7 erzeugt als Sperrschwinger mit Sinuskreisstabilisierung die Zeilenkippfrequenz (15,75 kHz). Das zweite System dieser Röhre dient zur Phasensynchronisierung. Dem Gitter werden sowohl die verstärkten Zeilenimpulse als auch die Zeilenrückschlagimpulse vom Zeilentrafo zugeführt. Kommen sie beide in einer ganz bestimmten Phasenlage an das Gitter, so zieht die durch große Katodenwiderstände (56 + 150 kΩ) gesperrte Röhre jeweils kurzzeitig Strom. Der Katodenkondensator 22 nF lädt sich auf eine bestimmte mittlere Spannung auf, die über einige Widerstände und Spannungsteiler als Vorspannung am Sperrschwingergitter liegt. Eine Änderung beider Impulse durch „Weglaufen" des Zeilengenerators ergibt andere Stromimpulse in der Vergleichsröhre, wodurch die sich ändernde Regelspannung die Sperrschwingerfrequenz im richtigen Sinne beeinflußt. Eine ähnliche Schaltung wird z. B. auch im „Rubens" und im „Dürer" der RAFENA-Werke angewandt.

Von der Videoendstufe wird die DF von 4,5 MHz abgenommen und dem einstufigen Verstärker zugeführt. Der mit Ge-Dioden bestückte Ratiodetektor arbeitet direkt auf die Endstufe (die Triode einer 6 U 8). Vor der DF-Röhre liegt parallel zum Kreis eine Ge-Diode als Begrenzer. Sie erhält eine Vorspannung von der Katode der zweiten Video-ZF-Stufe, so daß ihre Begrenzerwirkung von der automatischen Verstärkungsregelung abhängig ist. Im Tonteil wirkt die Richtspannung des Ratiodetektors als zusätzliche Regelspannung für die DF-Stufe. Die Bildröhre erhält 5,8 kV Anodenspannung.

Verschiedene Firmen verwenden für den DF-Verstärker im Tonteil die Triodensysteme von Mehrfachröhren, deren zweites System in einer anderen Stufe ausgenutzt wird. Rückkopplung über $c_{g/a}$ wird durch einfache Neutralisationsschaltungen vermieden. Eine Besonderheit stellt der im Bild 1 gezeigte Video-ZF- und -DF-Verstärker dar, bei dem die Pentode einer 6 BA 8 zunächst die Video-ZF- von etwa 40 MHz verstärkt und dann noch einmal für die Verstärkung der am Videomodulator abgenommenen DF von 4,5 MHz herangezogen wird. Dieser Empfänger verwendet eine Foster-Seeley-Schaltung im Tondemodulator, der ohne Zwischenverstärkung gleich die Endstufe aussteuert.

Interessant ist eine Schaltung zur Regelspannungserzeugung und Störaustastung, die in mehreren Varianten in verschiedenen Empfängern auftaucht (Bild 3). Das unverstärkte Videogemisch mit negativer Impulsrichtung liegt am Gitter 1, das verstärkte Gemisch mit positiven Impulsen am Gitter 3 einer 6 CS 6 (EH 90). Über Gitter 1 wird die Röhre gesperrt, sobald an diesem Gitter Spannungsspitzen auftreten, die den Synchronisationspegel

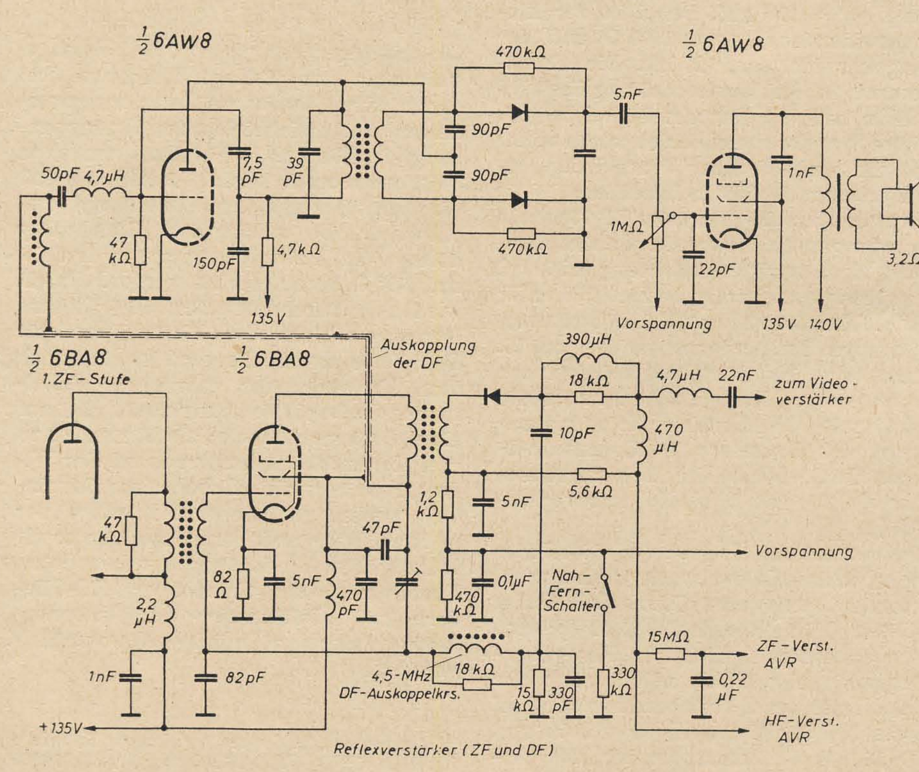


Bild 1: Reflexverstärker des Muntz 600

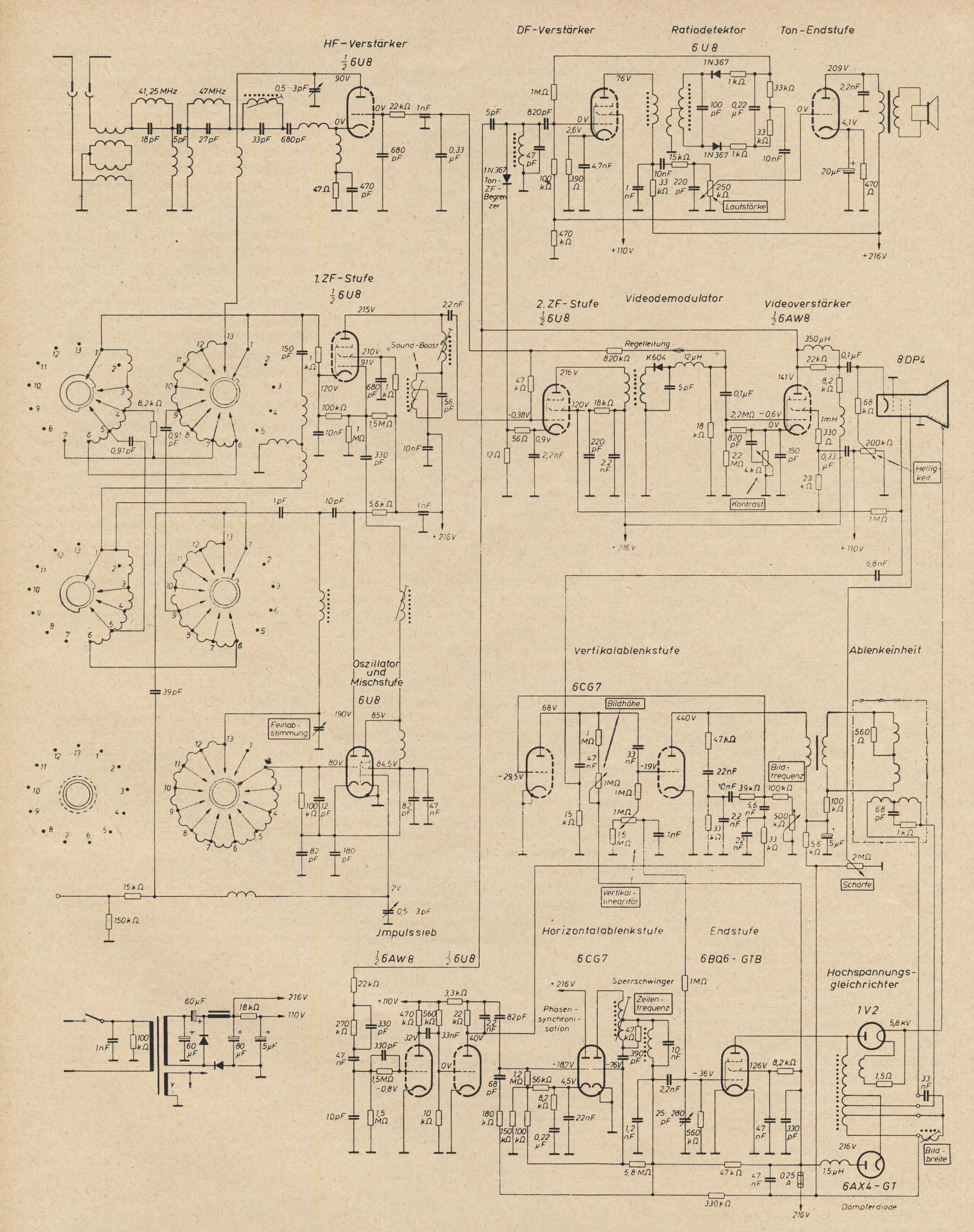


Bild 2: Schaltung des RCA-Gerätes KCS 100 B

Der Empfänger ist für den Betrieb an Wechselstromnetzen 117 V/60 Hz vorgesehen. Die Bildröhre hat eine Diagonale von 21 cm und arbeitet mit der verhältnismäßig geringen Anodenspannung vou 5,8 kV. Durch die Verwendung von Mehrfachröhren konnte die Röhrenzahl auf 10 Röhren + Bildröhre gesenkt werden. Die Bestückung besteht aus 4×6U8, 2×6CG7, 6AW8, 6BQ6, 1V2, 6AX4 und 8DP4 (Bildröhre) sowie 4 Germaniumdioden.

Die Tonendstufen solcher transportablen Geräte sind durchweg sehr sparsam ausgestattet; hier findet der Triodenteil einer 6U8 (= ECF82) Verwendung.

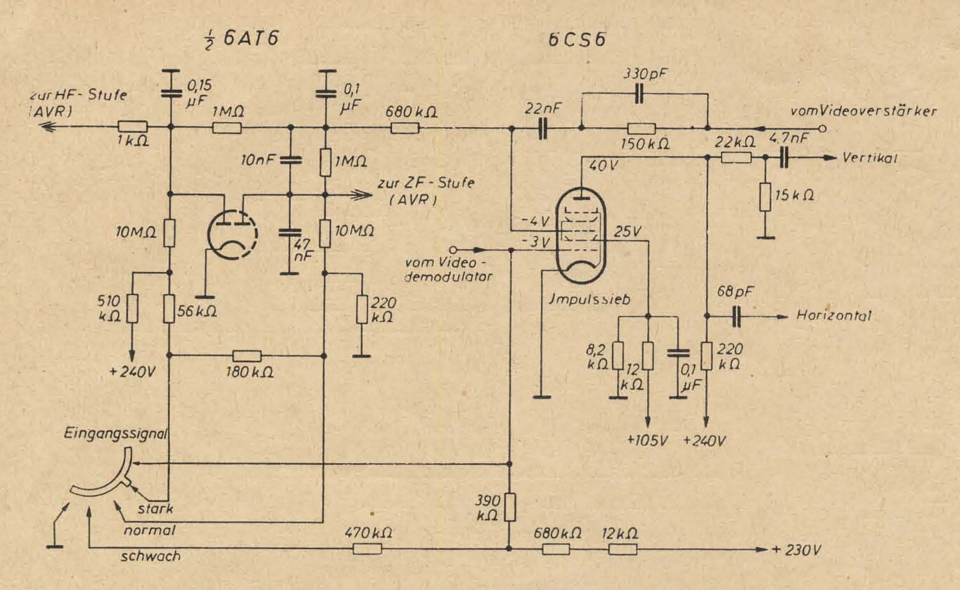


Bild 3: Störaustastung und Regelspannungserzeugung eines Philco-Empfängers

überschreiten. Das bedeutet, daß der positiv gerichtete Impuls am Gitter 3 die Röhre nur dann aussteuern kann, wenn das normale Gemisch bzw. Störimpulse, die den Synchronpegel nicht erreichen, an den Gittern liegen. Bei stärkeren Störungen wird die Röhre vom Gitter 1 völlig gesperrt, die Synchronisation setzt aus, und die Kippgeräte schwingen frei weiter. Der zum Gitter 3 fließende Gitterstrom (die Kombination 150 kΩ, 330 pF bewirkt Spitzengleichrichtung der Impulse) setzt ebenfalls aus, wenn die Röhre durch Störimpulse vom Gitter 1 gesperrt wird. Da der über R_1 bis R_4 fließende Gitterstrom an diesen Widerständen die Regelspannung für den HF- und ZF-Teil erzeugt, erreicht man hiermit, daß die Regelspannung durch starke Störimpulse nicht übermäßig ansteigt und somit den Störabstand noch mehr verschlechtert. Bis auf die Einschränkung, daß Störimpulse, die den Synchronpegel nicht überschreiten, hier noch zur Bildung der Regelspannung beitragen, wird mit dieser Schaltungsanordnung ein ähnlicher Effekt wie mit der aus westdeutschen Geräten bekannten getasteten Regelung erzielt. Zur richtigen Einstellung der Arbeitspunkte von Gitter 1 und Gitter 3 liegen diese über entsprechende Widerstandskombinationen an + 230 V. Um bei fehlendem oder schwachem Eingangssignal ein Ansteigen der Regelspannung bis zu positiven Werten zu verhindern, sind beide Regelspannungsausgänge mit je einer Diodenstrecke geshuntet.

Neue Modelle der Westinghouse-Gesellschaft verwenden eine Gegentaktschaltung im Videoverstärker. In transportablen Fernsehempfängern ist häufig die verfügbare Gleichspannung niedrig (115 bis 130 V). Daher haben sie oft einen ungenügenden Kontrast; denn besonders die Videostufen brauchen eine genügend hohe Gleichspannung. Mit der neuartigen Schaltungsweise des Videoverstärkers (Bild 4) wird dieses Problem gelöst.

Dem Pentodenteil der 6 BH 8 wird das Signal vom Videodemodulator zugeführt; ein Teil der Ausgangsspannung dieser Stufe steuert den Triodenteil. Die Pentode steuert nun die Katode der Bildröhre, die Triode mit 180° Phasenverschiebung das Gitter. Bei maximalem Kontrast liegt an der Katode der Bildröhre ein positives Videosignal von 50 V_{ss}, am Gitter 55 V_{ss} mit negativer Polarität. Die Bildröhre wird also mit 105 V_{ss} ausgesteuert.

Die Induktivitäten von 140 µH und 350 µH bilden eine Kombination zur Anhebung der hohen Videofrequenzen. Die veränderliche Induktivität und der Kondensator von 56 pF bilden zusammen einen Schwingkreis, der auf 4,5 MHz abgestimmt ist. Dadurch wird der Intercarrierträger vom Videoverstärker ferngehalten, und es entsteht ein hoher Arbeitswiderstand für die Frequenz im Anodenkreis der Pentode. Die Synchronisationsspannung erhält man zwischen den beiden Widerständen von 2,7 kΩ im Anodenkreis der Pentode. Über einen Siebwiderstand wird sie zur Synchronisationsstufe ausgekoppelt.

Mit dem Widerstand 15 kΩ, dem der Kondensator von 27 pF zur Hochfrequenzkompensation parallel liegt, wird der Betrag des positiven Videosignals geregelt (Kontrastregelung). Dieses Signal liegt an der Katode der Bildröhre sowie über ein Netzwerk am Steuergitter des Triodenteils der Röhre. Das Netzwerk setzt den Pegel auf den zur Aussteuerung der Triode erforderlichen Wert herab. Um eine möglichst hohe Videoausgangsspannung zu erreichen, liegt der Arbeitspunkt der Triodenstufe außerhalb des linearen Teils der Kennlinie. Die sich daraus ergebende Verzerrung des Synchronsignales ist ohne Bedeutung, da dieses schon vor der Triode ausgekoppelt wird. Das Triodensystem arbeitet nur als Videoverstärker. Die Verzerrung liegt im Schwärzer-als-Schwarz-Gebiet. Hinzuweisen ist noch auf die Art der Rücklaufaustastung. Die negativen Vertikalimpulse werden von der Ablenkspule abgenommen und gelangen zum Triodenteil der 6 BH 8. Sie erscheinen mit der gleichen Phasenlage wieder am Ausgang der Triode und sperren die Bildröhre während des Rücklaufes.

Der Schalter am Gitter der Bildröhre ist mit dem Netzschalter mechanisch gekuppelt. Wenn dieser öffnet, schließt er und legt + 115 V an das Steuergitter der Bildröhre. Dadurch werden die Siebkondensatoren schneller entladen, und der Leuchtpunkt verschwindet, bevor der Bildschirm Schaden nehmen kann.

Abschließend soll noch die Konstruktion eines neueren Dezimeter-Tuners beschrieben werden. Dieser Tuner (Motorola Typ TT 81) überstreicht die amerikanischen Kanäle 14 bis 83 (471,25 bis 889,75 MHz). Zur Abstimmung dienen Koaxialleitungen, deren Mittelleiter verschiebbar angeordnet sind. Wie Bild 4 zeigt, sind drei Abstimmsysteme vorgesehen, und zwar zwei für den Eingangskreis und eins für den Oszillator. Den Außenleiter der Koaxialleitungen bilden das Gehäuse des Tuners und die inneren Abschirmungen zwischen den einzelnen Kreisen. Der Mittelleiter besteht aus einem festen Metallzylinder, der über die Außenfläche einer Isolierröhre gezogen ist. In diesem Isolierzylinder bewegt sich ein Metallstab. Der feste und der bewegliche Teil des so veränderlich gemachten Innenleiters sind über ihre gegenseitige Kapazität miteinander gekoppelt. Die zylindrischen Enden der Außenleiter sind verjüngt, um die verteilte Kapazität und In-

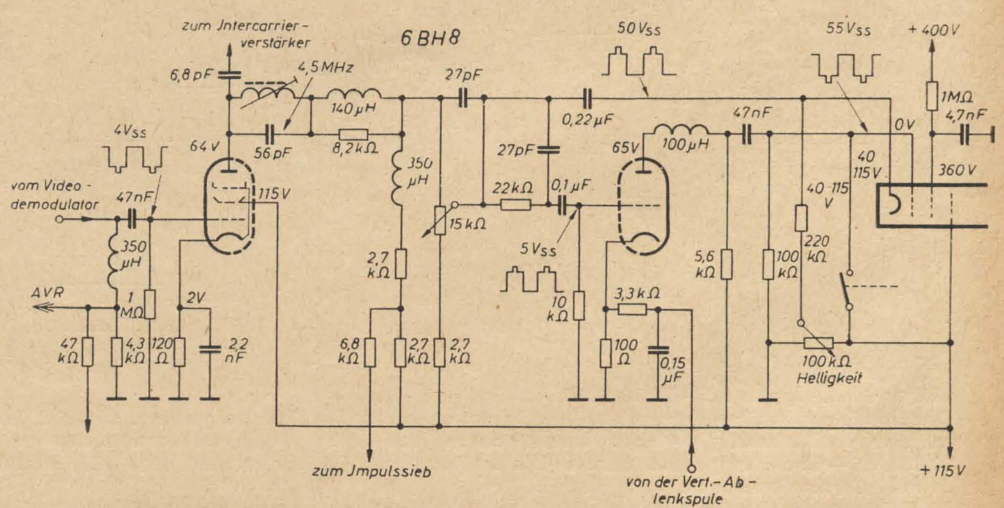


Bild 4: Gegentakt-Videoverstärker in Westinghouse-Geräten

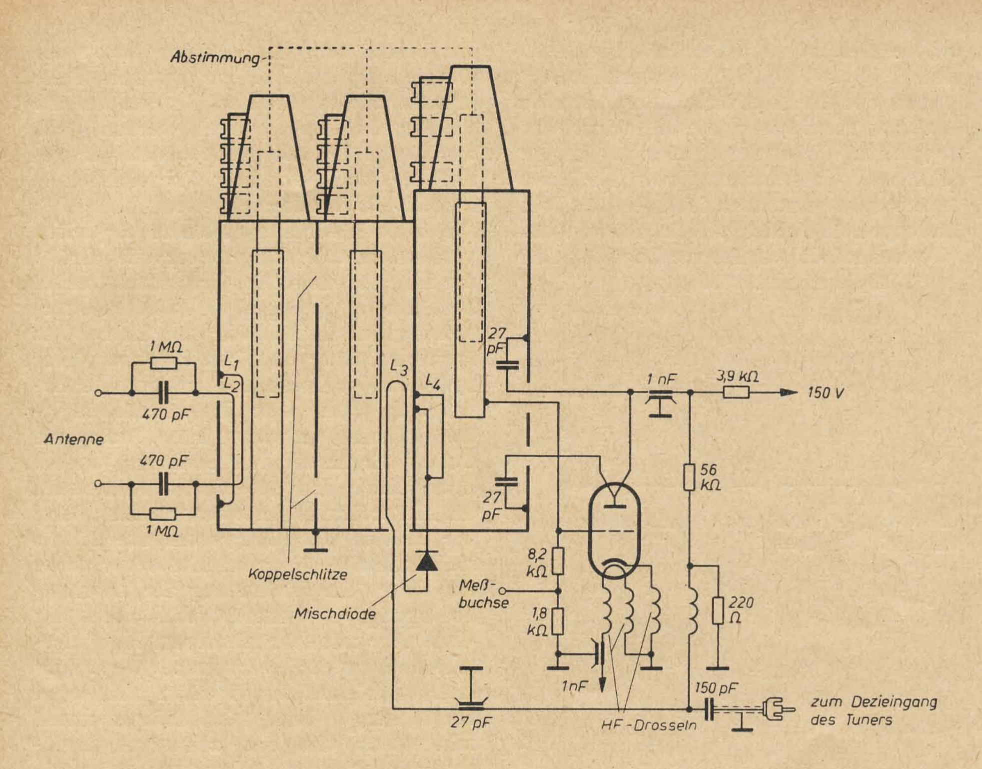


Bild 5: Dezituner Typ TT 81 von Motorola

duktivität zu vergrößern, wenn die Innenleiter aus dem Gehäuse herausbewegt werden; dadurch erhält man eine lineare Beziehung zwischen wirksamer Innenleiterlänge und Resonanzfrequenz.
Die symmetrischen Antennenspulen L_1 und L_2 sind an einem Punkt des Mittelleiters angekoppelt, wo die Impedanz 300 Ω beträgt. Erster und zweiter Antennenkreis sind durch Schlitze in ihren gemeinsamen Außenleiter gekoppelt. Der Oszillator arbeitet in Colpitts-Schaltung oberhalb der Empfangsfrequenz. Die verwendete Röhre 6 AF 4 entspricht der EC 94. Die Röhrenfassung ist konstruktiv mit dem Außenleiter des Oszillatorkreises vereinigt; die Ankopplung des Oszillators an den Mischkristall kann durch Ändern des Abstandes der Kopplungsschleife L_4 zum Mittelleiter des Oszillatorkreises variiert werden. Durch die Reihenschaltung Kristall—Ankopplungsschleife werden Ausstrahlungen der Oszillatorfrequenz oder der ZF auf ein Minimum herabgesetzt. Das ZF-Band liegt zwischen 40 und 46 MHz.

Nach „Radio-Electronics" 7 (1956), 1 und 4 (1957) und „Radio and Television News" 1 (1957).

ALFRED TOLK

Das Transformatorersatzschaltbild

Ein Ersatzschaltbild für ein Bauelement oder eine ganze Schaltung aufzustellen heißt, für das meist mit Verlusten oder anderen Unregelmäßigkeiten behaftete Schaltelement oder für die Schaltung eine Anordnung von idealen Schaltelementen zu finden, die in ihrem Verhalten dem Ausgangsobjekt entspricht. Hierfür ein einfaches Beispiel:

Eine Induktivität ohne Eisenkern soll dargestellt werden.

Erinnern wir uns daran, daß einem durch diese Induktivität fließenden Strom einmal der Widerstand der Selbstinduktion und zum anderen der ohmsche Widerstand der Wicklung entgegenwirkt. Wir können daher die Induktivität durch die Reihenschaltung einer verlustlosen Induktivität und eines induktivitätsfreien Widerstandes darstellen. Beides sind „ideale" Schaltelemente, die es in der Praxis nicht gibt. Wir wissen außerdem, daß der ohmsche Widerstand von Drähten bei sehr hohen Frequenzen infolge des Skin-Effektes ansteigt. Infolgedessen müssen wir diese Ersatzschaltung auf einen Frequenzbereich beschränken, in dem dieser Effekt noch keine Rolle spielt. Desgleichen ist bei genauer Betrachtung die Temperatur, bei Eisenspulen auch die Magnetisierung (infolge der Abhängigkeit der Permeabilität von der Induktion) und bei Kondensatoren mit nichtlinearem Dielektrikum die angelegte Spannung oder bei Röhren die Laufzeit, von Einfluß. Wir sehen also, daß ein Ersatzschaltbild nur in einem bestimmten Frequenzbereich und, streng genommen, nur bei bestimmter Aussteuerung, Temperatur usw. Gültigkeit hat. Frequenzabhängigkeiten können im allgemeinen durch Anbringen von zusätzlichen elektrischen Schaltelementen im Ersatzschaltbild berücksichtigt werden. Es hängt also von der Korrektheit des Ersatzschaltbildes ab, wie groß der Gültigkeitsbereich ist.

Der Praktiker benutzt nun ein Ersatzschaltbild, um sich bestimmte Vorgänge begreiflich zu machen. Dabei ist es in der Regel möglich, die einleitend aufgezählten Einflüsse zu vernachlässigen. Sie mußten aber hier erwähnt werden, damit auftretende scheinbare Unstimmigkeiten erklärt werden können; denn gerade beim Transformator ist z. B. die aussteuerungsabhängige Permeabilität eine oft auftretende Fehlerquelle, wenn sie vernachlässigt wird.

Man kann also zusammenfassend sagen, daß es mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes möglich ist, nur die linearen Eigenschaften eines Schaltelementes oder einer Schaltung übersichtlich zu beschreiben.

Wir wollen nun ein Ersatzschaltbild für den Transformator aufstellen. Um die Frequenzabhängigkeit darzustellen, beschränken wir uns auf einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis 1. Wir werden später sehen, daß wir diese Vernachlässigung rückwirkend leicht wieder eliminieren können.

Ein idealer Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis 1 würde, da er ja keine Verluste hat, auf der Sekundärseite genau das gleiche abgeben, was er auf der Primärseite aufnimmt. Wenn wir die Eigenschaft der galvanischen Trennung der Sekundärseite von der Primärseite vernachlässigen (auch dies wird später noch berücksichtigt), so können wir die Primär- mit den Sekundärklemmen im Ersatzschaltbild direkt verbinden. Ist auf der Sekundärseite nichts angeschlossen, so ist zwischen den beiden Eingangsklemmen die Induktivität der Transformatorwicklung wirksam. Diese Induktivität liegt also zwischen diesen Klemmen, und damit haben wir das einfachste Ersatzschaltbild des Transformators gewonnen (Bild 1). Da der Trafo 1 : 1 übersetzt, können wir die gleiche Induktivität auch an den Sekundärklemmen beim primären Leerlauf mes-

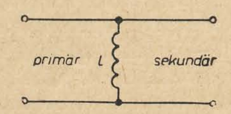


Bild 1: Einfachstes Transformatorersatzschaltbild

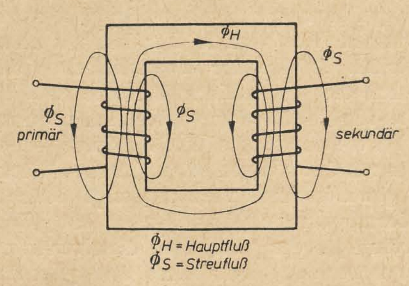


Bild 2: Darstellung der Feldstreuung

sen, was unserem Ersatzbild auch entspricht.
Genau wie die zu Anfang als Beispiel behandelte Induktivität, hat auch der Transformator einen ohmschen Wicklungswiderstand. Der primäre Wicklungswiderstand ist natürlich nur auf der Primärseite wirksam. Der sekundäre Wicklungswiderstand kann auf der Primärseite nicht wirksam werden, solange kein Strom durch ihn fließt, d. h. solange sekundär Leerlauf herrscht. Das gleiche gilt umgekehrt. Es ist also richtig, wenn wir ähnlich unserem Beispiel die Wicklungswiderstände im Ersatzbild primär und sekundär in Reihe schalten.
Es gibt nun noch einen weiteren Widerstand, der nur auf der Primär- bzw. nur auf der Sekundärseite wirksam ist. Hierzu müssen wir etwas weiter ausholen:
Die Leistungsübertragung beim Transformator geschieht bekanntlich über das magnetische Feld. Die Übertragung wäre dann optimal, wenn alle Feldlinien, die vom Strom in der Primärspule erzeugt werden, auch durch die Sekundärspule hindurchtreten würden. Infolge der Feldstreuung (Bild 2) gibt es aber eine Anzahl Feldlinien, die nur durch die Primär- bzw. nur durch die Sekundärwicklung, oder einen Teil derselben, hindurchgehen. Infolge des (bei Wechselstrom) pulsierenden Auf- und Abbaues des Feldes wird in jeder Windung, die von diesem Feld durchsetzt ist, eine Spannung induziert; zunächst also in der Primärwicklung eine EMK der Selbstinduktion und in der Sekundärwicklung eine EMK der Gegeninduktion, die Sekundärspannung. Infolge des Streufeldes ist die Selbstinduktion L selbstverständlich größer als die Gegeninduktion M. Bei gleicher Windungszahl ist auch die Gegeninduktivität beider Seiten gleich, weil durch beide der gleiche magnetische Fluß hindurchgeht. Da wir die magnetische Verkopplung über die Gegeninduktivität im Ersatzschaltbild zunächst durch eine galvanische Verkopplung ersetzen, muß die Gegeninduktivität M im Ersatzschaltbild als beiden Seiten gemeinsam erscheinen. Trotzdem muß man am Eingang und Ausgang nach wie vor die Selbstinduktion L messen können, was erreicht wird, indem wir auf jeder Seite die sogenannte Streuinduktivität in Reihe schalten, das ist eine Induktivität, die durch die Selbstinduktion, hervorgerufen durch die Streukraftlinien, gebildet wird. Die Streuinduktivität muß also gleich der Differenz L — M sein und wird mit σL bezeichnet. σ ist dabei der Streufaktor, der angibt, der wievielte Teil des Gesamtflusses nicht beiden Spulen gemeinsam ist. Danach ist also $M = (1 - \sigma) \cdot L$.
Wir haben bisher die magnetische Leistungsübertragung als verlustlos angenommen, was aber in Wirklichkeit nicht zutrifft. Infolge der Magnetisierung des Eisens treten im Kern Verluste auf, die eine Wirkleistung verzehren. Im Leerlauf des Transformators fließt primär außer dem rein induktiven (die ohmschen Wicklungswiderstände vernachlässigt) Magnetisierungsstrom i_{1m} auch noch ein Wirkstrom i_{1w}, der von den Eisenverlusten hervorgerufen wird. Damit unser Ersatzschaltbild diese Verhältnisse auch richtig wiedergibt, müssen wir parallel zur Gegeninduktivität M einen Widerstand R_w einfügen, der die Eisenverluste repräsentiert und den zur Deckung dieser Verluste notwendigen Wirkstrom aufnimmt.
Für die Untersuchung von Niederfrequenztransformatoren ist noch die Wickelkapazität wichtig. Wir müssen uns diese ebenfalls parallel zur Gegeninduktivität M liegend vorstellen.

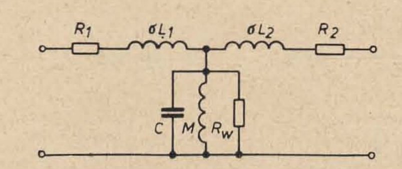


Bild 3: Vollständiges Transformatorersatzschaltbild für ü = 1

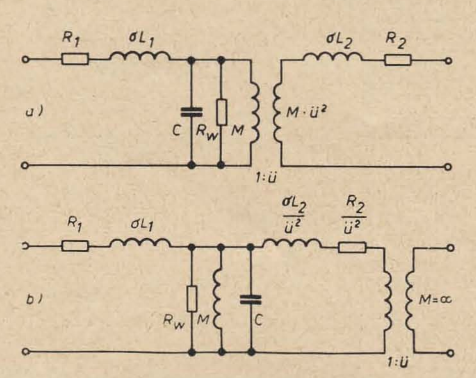


Bild 4a: Vollständiges Ersatzschaltbild des idealen Transformators mit ü ≠ 1

Bild 4b: Vollständiges Transformatorersatzschaltbild wie Bild 4a, nur wurde hier die ideale Transformation erst an den Ausgangsklemmen vorgenommen

Damit erhalten wir das im Bild 3 gezeigte vollständige Ersatzschaltbild für einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1. Bis hierher haben wir ein Ersatzschaltbild, das sich durch Zusammenschaltung der entsprechenden Schaltelemente auch praktisch realisieren läßt, wenn nur genügend verlustarme Induktivitäten zur Verfügung stehen. Wenn wir nun aber noch das Übersetzungsverhältnis in die Ersatzschaltung einbeziehen wollen, können wir dies nur unter Verzicht auf Realisierbarkeit tun. Dies bedeutet aber keine Einschränkung, da dieses Ersatzbild doch nur zur besseren Anschauung von theoretischen oder Dimensionierungsfragen dient. Wir müssen an Stelle der Gegeninduktivität einen „idealen" Übertrager einfügen. Unter einem idealen Übertrager verstehen wir einen Übertrager ohne Verluste, Streuung, Wicklungswiderstände und Kapazität. Wenn das Übersetzungsverhältnis von Primär und Sekundär mit ü bezeichnet wird, dann verhält sich bekanntlich M_{pr} zu M_{sek} wie $1 : ü^2$ (Transformation eines Widerstandes). Es ist nun meist übersichtlicher, die „ideale" Transformation erst an den Ausgangsklemmen vorzunehmen, wozu allerdings an den idealen Transformator noch die Bedingung gestellt werden muß, daß seine Gegeninduktivität unendlich groß ist, damit sein Widerstand nicht in die Schaltung eingeht.
Im Bild 4 sind diese beiden Arten der Darstellung gezeigt. Im zweiten Falle müssen alle sekundären Größen auf die Primärseite umgerechnet werden, was durch den Transformationsfaktor $ü^2$ geschieht. Der Index 1 bzw. 2 bezeichnet die Primär- bzw. Sekundärseite.
Wie können wir nun an einem körperlich vorhandenen Transformator die Größe der Schaltelemente des Ersatzschaltbildes bestimmen? Beginnen wir mit dem Übersetzungsverhältnis. Wir bestimmen es immer bei einer niedrigen Frequenz, aber nicht in der Nähe der unteren Grenzfrequenz, damit eine Frequenzabhängigkeit sich nicht auswirken kann. Außerdem wollen wir immer den Generator an die hochohmige und das Meßinstrument an die niederohmige Seite anschließen; denn wir müssen das Übersetzungsverhältnis im Leerlauf bestimmen. Dieses Verfahren erleichtert die Einhaltung der Leerlaufbedingung, besonders wenn noch ein Generator mit sehr niedrigem Ausgangsscheinwiderstand verwendet wird. Als Leerlauf können wir es schon annähernd bezeichnen, wenn das Meßinstrument mindestens um das zehnfache hochohmiger ist als die damit zu messende Seite des Transformators mit dem auf der anderen Seite angeschlossenem Generator. Das Verhältnis der bei diesem Verfahren immer kleineren gemessenen Spannung zur höheren Eingangs- (Generator-) Spannung ist das Übersetzungsverhältnis.
Die ohmschen Wicklungswiderstände sind sehr einfach mit einer Widerstandsmeßbrücke oder einem Ohmmeter mit Gleichstrom zu messen. Dabei muß lediglich darauf geachtet werden, daß der Eisenkern nicht aus hochpermeablem Material (Permenorm, Permalloy o. ä.) besteht, da bei diesen nach einer Gleichfeldmagnetisierung die Permeabilität stark abnimmt. Bei solchen Materialien dürfen die Wicklungswiderstände also nur im ungestopften Zustand gemessen werden. Sollte dies nicht möglich sein, so muß der Kern anschließend entmagnetisiert werden, indem man ihn einem starken magnetischen Wechselfeld aussetzt, das dann langsam auf Null abklingen muß.

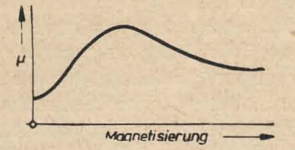


Bild 5: Abhängigkeit der Permeabilität von der Magnetisierung

Die Induktivität L bestimmt man am einfachsten mit einer Induktivitätsmeßbrücke bei niedrigen Frequenzen, z. B. 80 oder 40 Hz. Bei der Messung mit höheren Frequenzen könnte schon die Wicklungskapazität von Einfluß sein oder, was besonders bei hochpermeablen Werkstoffen der Fall ist, die Grenzfrequenz des Eisens liegt bereits unterhalb der Meßfrequenz, und man erhält daher den kleinsten Fehler, wenn man auch dort mißt. Es ist notwendig, darauf zu achten, daß die Meßspannung auf jeden Fall kleiner ist als die im praktischen Betrieb anliegende, da die

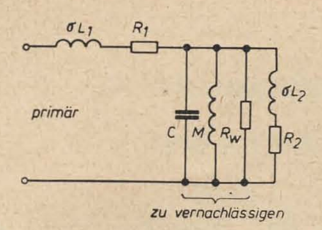


Bild 6: Transformatorersatzschaltbild zur Messung der Streuinduktivität σL

Permeabilität und damit die Induktivität nach der im Bild 5 gezeigten prinzipiellen Funktion abhängig von der Magnetisierung ist. Wird diese Bedingung nicht eingehalten, so kann leicht zwischen der Messung und den praktischen Ergebnissen ein großer Unterschied sein. Auch dieser Einfluß tritt besonders bei hochpermeablem Werkstoff auf.

Für die Messung der äußerst wichtigen Streuinduktivität σL betrachten wir das erhaltene Ersatzschaltbild. Wenn wir auf der Sekundärseite einen Kurzschluß erzeugen, liegt der Längszweig des Sekundärkreises parallel zur Gegeninduktivität M. Dabei ist der Widerstand dieser Parallelschaltung praktisch nur durch den Längszweig bestimmt (Bild 6); denn die Gegeninduktivität ist um ein Vielfaches größer als die Summe von Streuinduktivität und Wicklungswiderstand. Wir können also die Summe der primären und sekundären Streuinduktivität sehr einfach feststellen, wenn wir auf der Sekundärseite kurzschließen und an den Eingangsklemmen die jetzt wirkende Induktivität messen. Die gemessene gesamte Streuinduktivität verteilt sich bei normalem Wicklungsaufbau annähernd gleichmäßig auf Primär- und Sekundärseite, so daß wir auf jeder Seite die halbe gemessene Streuinduktivität in das Ersatzschaltbild eintragen müssen. Bei sehr unsymmetrischem Wicklungsaufbau kann σL_1 und σL_2 verschieden werden. Da die Gegeninduktivität M durch den beiden Spulen gemeinsamen Fluß dargestellt wird, würde sie, wenn man sie direkt messen könnte, von beiden Seiten gemessen die gleiche sein. Unterschiede in der Streuinduktivität werden also Unterschiede in der primär und sekundär gemessenen Induktivität hervorrufen; denn es ist

$$L_1 = M + \sigma L_1$$

und

$$L_2 = M + \sigma L_2$$

(Voraussetzung: alles auf ü = 1 : 1 umgerechnet).

Die gemessene Streuinduktivität L_s ist

$$L_s = \sigma L_1 + \sigma L_2,$$

was wir auch durch Addition der obigen Gleichungen erhalten können:

$$\sigma L_1 + \sigma L_2 = L_1 + L_2 - 2\,M = L_s.$$

Daraus können wir M errechnen:

$$M = \frac{L_1 + L_2 - L_s}{2}$$

und damit schließlich auch $\sigma L_1 = L_1 - M$ und $\sigma L_2 = L_2 - M$ bestimmen. Es soll nicht verschwiegen werden, daß diese Beziehungen für die Praxis nicht sehr wertvoll sind; sie bedingen eine sehr genaue Messung von L_1 und L_2, denn der kleine Unterschied der auch absolut immer recht kleinen Streuinduktivität muß ja dabei erscheinen (Differenzbildung).

Zur Messung des Streufaktors σ einer Wicklung ist es notwendig, L_s und L bei der gleichen Frequenz und der gleichen Meßspannung zu messen; denn die Induktivität L darf sich ja hierbei nicht ändern. Es ist dann

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1 + L_2} \text{ oder angenähert } \sigma \approx \frac{L_s}{2\,L},$$

was für symmetrischen Wicklungsaufbau richtig ist. Da die Streuinduktivität den Frequenzgang praktisch nur an der oberen Frequenzgrenze beeinflußt, ist es für die Praxis richtiger, sie auch bei hohen Frequenzen zu messen. Allerdings darf die Frequenz nicht so hoch sein, daß man in die Streuresonanz (Resonanz der Wickelkapazität mit der Streuinduktivität) hineinkommt, weil sonst erhebliche Fehler auftreten. Der bei hohen Frequenzen gemessene Wert wird bei hochpermeablen Werkstoffen infolge der Frequenzabhängigkeit der Permeabilität wesentlich niedriger als der bei niedrigen Frequenzen sein (sehr zum Vorteil des Frequenzganges des Übertragers).

Für die eben beschriebene Messung der Streuinduktivität braucht man die Lage der Streuresonanz. Wir verbinden dies mit der Bestimmung der Wickelkapazität. Es wird dazu an den Eingang ein Generator mit veränderlicher Frequenz und einem möglichst niedrigen Ausgangsscheinwiderstand gelegt. An den Ausgang wird ein hochohmiges Röhrenvoltmeter angeschlossen. Wenn jetzt die Eingangsfrequenz verändert wird, ergibt sich bei einer bestimmten, meist sehr hohen Frequenz, ein ausgeprägtes Maximum im Frequenzgang. Dort liegt die Streuresonanz. Wir können nun aus $\omega C = \frac{1}{\omega L}$ die Wickelkapazität ausrechnen. Dies ist ein etwas fragwürdiges Verfahren, da wir die Streuinduktivität nicht bei der Streuresonanz messen können, sondern mindestens bei $^1/_5$ der Streuresonanz, weil sonst infolge der Resonanz ein nennenswerter Fehler auftritt. Wir haben aber bereits mehrmals gesehen, daß sich die Induktivität mit der Frequenz ändern kann, so daß dieses Verfahren nur bei Werkstoffen mit hoher Grenzfrequenz (z. B. Dynamoblech, Ferrite) anwendbar ist.

Eine weitere Möglichkeit der Bestimmung der Kapazität besteht in der Berechnung aus der Eigenresonanz. Dieses Verfahren ist schon etwas besser, weil es bei niedrigeren Frequenzen durchgeführt wird (bei 1% Streuung, $\sigma = 0{,}01$, ist die Eigenresonanz annähernd $^1/_{10}$ der Streuresonanz). Es setzt aber auch konstante Permeabilität über den Bereich der Meßpunkte voraus. Die Eigenresonanz wird ähnlich wie die Streuresonanz bestimmt, nur muß hier der Generatorwiderstand sehr groß sein, und die Spannung wird an der Primärseite gemessen.

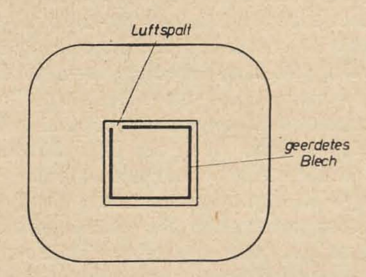


Bild 7: Zur Bestimmung der Wickelkapazität nur mit einem Blech ausgefüllter Wickelkörper

Zu einer exakten Bestimmung der Wickelkapazität kommt man nur, wenn man den Wickelkörper für diese Messung mit einem Material stopft, das in einem weiten Frequenzbereich eine konstante Permeabilität aufweist, oder das Mittelloch nur mit einem Blech gemäß Bild 7 ausfüllt und den Trafo als Luftspule behandelt. Das Blech ist notwendig, um die Kapazität gegen den Kern nachzubilden. Um nicht einen Kurzschlußring zu bilden, muß das Blech einen Luftspalt haben.

Wegen der geschilderten Schwierigkeiten mit der bei hochpermeablen Werkstoffen nicht konstanten Induktivität benutzt man in der Praxis das Ersatzschaltbild nur, um einen Überblick über die vorliegenden Verhältnisse zu bekommen, oder um aus dem Ersatzbild Hinweise für optimale Dimensionierung zu erhalten. Deswegen besteht auch keine Notwendigkeit, die Genauigkeit bei der Bestimmung der Elemente des Ersatzschaltbildes sehr weit zu treiben. Die für die Praxis wichtigen Größen, wie Induktivität, Übersetzungsverhältnis, gesamte Streuinduktivität $L_s = \sigma (L_1 + L_2)$, Wicklungswiderstand und Streuresonanzfrequenz lassen sich jedoch sehr genau messen. Der Verlustwiderstand (Eisenverluste) ist für das praktische Verhalten nur von geringem Interesse; er ist außerdem sehr stark frequenzabhängig, so daß ein gemessener Wert nur bei einer bestimmten Frequenz richtig wäre. Über den praktischen Gebrauch des Ersatzschaltbildes wird ein nachfolgender Aufsatz berichten.

Neue Wetterradaranlage

Telefunken baute für das Meteorologische Institut der Universität in Westberlin ein neuartiges Wetterradargerät. Mit Hilfe dieser Anlage wird es möglich sein, daß die Meteorologen das Herannahen eines Regengebietes in Berlin exakt voraussagen können. Auf dem Schirm des Sichtgerätes zeichnen sich starke Regenwolken als dichte weiße Flecken ab. Je nach Wetterlage können Entfernungen bis zu 200 km beobachtet und überwacht werden. Die einzelnen Meßbereiche sind 25, 50, 100 und 200 km. Die Radarantenne, ein Parabolspiegel, ist auf einem 23 m hohen Turm montiert und dreht sich sechsmal in der Minute um ihre Achse. Das Gerät arbeitet mit λ = 3,2 cm. In diesem Zusammenhang verweisen wir auf den Beitrag „Die Funkortung in Astronavigation und Meteorologie" von Erich Hüttmann, der in „RADIO UND FERNSEHEN" Nr. 13 (1957) Seite 404 erschienen ist.

Ing. ERNST SCHREIBER

Die Ausgleichsvorgänge in der Musik und deren synthetische Nachbildung bei elektronischen Musikinstrumenten Teil 3 und Schluß

Erzeugung von Ausgleichsvorgängen bei der subtraktiven Klangformung mit Hilfe der Tastsysteme

In elektronischen Musikinstrumenten, insbesondere Orgeln, werden zwei unterschiedliche Methoden zur Erzeugung der zahlreichen Klangfarben angewendet. Das eine Verfahren ist als additive Tonformung (Aufbauprinzip) allgemein bekannt; es kann auch als eine Synthese der Harmonischen bezeichnet werden und erzeugt Klangfarben dadurch, daß, wie im vorangegangenen Teil dieses Artikels beschrieben, die einzelnen Teilkomponenten eines Klanges aus diskreten Sinusschwingungen zusammengesetzt werden. Das zweite Verfahren basiert auf der Formanttheorie und kann als subtraktives Verfahren (Abbauprinzip) bezeichnet werden. Der Grundton kann einem Sägezahngenerator entnommen werden. Eine oder mehrere Resonanzschaltungen bilden die natürliche Resonanz des Instrumenten- bzw. Pfeifenkörpers nach. Eine Filteranordnung bewirkt entweder die Schwächung oder die Stärkung verschiedener Teile des Frequenzspektrums entsprechend den Resonanzstellen des Körpers. Durch Differenzierschaltungen kann die Schwingung in eine Serie von scharfen Impulsen umgewandelt werden, um bestimmte Klangwirkungen zu erzielen.

Der grundsätzliche Unterschied zwischen beiden Verfahren besteht also darin, daß nach dem ersten Verfahren der Klang aus seinen Bestandteilen aufgebaut wird, während beim zweiten Verfahren eine Schwingung erzeugt wird, die alle möglichen Bestandteile enthält, von denen dann die nicht benötigten Frequenzen unterdrückt werden. In der Praxis besteht noch ein weiterer Unterschied, wie nachstehend erläutert wird.

Bei der subtraktiven Tonformung können alle Grundtöne für eine bestimmte Klangfarbe durch eine einzige Filteranordnung gehen. Da die Formantfrequenzen und deren Betonung bzw. Schwächung sich nicht ändern, gleichgültig, welche Grundtonhöhe gespielt wird, hat jeder Endton (Klang) sein besonderes Schwingungsbild. Die Schwingungsform von beispielsweise drei verschiedenen Grundtönen des gleichen Registers unterscheiden sich also voneinander. Dies ist bei den meisten Pfeifen der akustischen Orgel der Fall, außer bei den Pfeifen des Prinzipalregisters und deren Oktavversetzungen (hier handelt es sich um offene zylindrische Labialpfeifen).

Bei der additiven Tonformung hat dagegen jeder Grundton eines Registers der Orgel den einmal eingestellten gleichen Bestandteil an Harmonischen. Eine elektronische Orgel kann also nach der additiven Klangsynthese nur wenige Register der akustischen Orgel angenähert nachbilden, während mit der subtraktiven Methode sämtliche Klänge ohne Schwierigkeiten nachgebildet werden können.

Um bei einer elektronischen Orgel die Ausgleichsvorgänge der akustischen Orgel nachzubilden, muß beachtet werden, daß bei letzterer die Teiltöne zu verschiedenen Zeiten ihre Endamplituden erreichen. Die elektrische Nachbildung dieser Eigenart ist bei der additiven Tonformung ohne Schwierigkeiten möglich, da die Teiltöne in verschiedenen Tongeneratoren getrennt erzeugt werden. Man hat es infolgedessen ohne weiteres in der Hand, jedem der erzeugten Teiltöne durch Regelglieder vor dem Mischvorgang den gewünschten zeitlichen Verlauf zu geben. Dagegen ist bei der additiven Tonformung nachteilig, daß aus den oben angegebenen Gründen auf eine vollkommene Nachbildung der Register mit Ausnahme des Prinzipalregisters und dessen Oktavversetzungen verzichtet werden muß.

Man könnte bei der additiven Tonformung auf eine endamplitudenmäßige Abstufung der einzelnen Teiltöne zur Herstellung des Spektrums verzichten und statt dessen den amplitudenmäßigen Verlauf aller Teiltöne entweder gleich groß machen oder den Obertonaufbau dem Verlauf eines Sägezahnes anpassen. Diese im Mischtransformator addierten Teiltöne, die bereits dem zeitlichen Einschwingvorgang entsprechen, könnten dann zusätzlich durch Formantfilter geschickt werden, um feste Formantfrequenzen zu bilden. Dies hat jedoch den Nachteil, daß ein unwirtschaftlicher Aufwand von Schaltkontakten erforderlich ist, der eine untragbare Betriebsunsicherheit in sich birgt. Um z. B. obertonreiche Labialstimmen bzw. Zungenstimmen angenähert nachzubilden, müssen mindestens fünfundzwanzig bis dreißig Teiltöne zur Verfügung stehen. Dies würde bei der additiven Methode bedeuten, daß allein hierfür fünfundzwanzig bis dreißig Schaltkontakte pro Taste vorhanden sein müssen. Bei der subtraktiven Tonformung mit ihrer vollkommenen Nachbildung sämtlicher Klänge der Orgel ist die Möglichkeit der Einzelerzeugung der Teiltöne nicht vorhanden, vielmehr entsteht der Grundton zugleich mit sämtlichen Teiltönen.

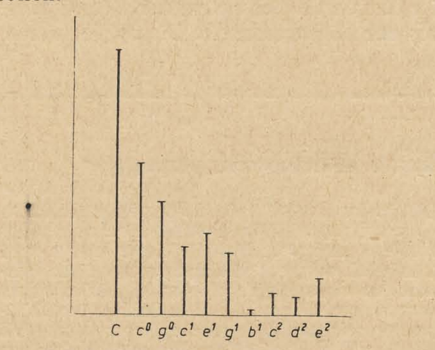


Bild 1: Klangspektrum der Pfeife C des Prinzipalregisters 8′ einer Silbermann-Orgel

Es war daher notwendig, neue Wege zu beschreiten, um Klangspektren mit ihren typischen Ausgleichsvorgängen in vollkommener Weise bei allen Registern der Orgel unter Vereinigung der Vorteile der additiven und subtraktiven Tonformung nachzubilden, ohne dabei deren geschilderte Mängel oder die Notwendigkeit eines erheblichen Aufwandes an Schalterkontakten oder sonstigen Bauelementen in Kauf nehmen zu müssen. Dieses Ziel ist nach dem neuen Verfahren dadurch erreicht, daß aus einer an Harmonischen reichen Schwingung, z. B. einer Sägezahnschwingung, mittels subtraktiver Tonformung je ein an Harmonischen armes Klangspektrum gemäß den entsprechenden Registerlagen vorgeformt und anschließend diese Klangspektren mittels zeitlich gestaffelter additiver Tonformung zu dem gewünschten endgültigen Klang-

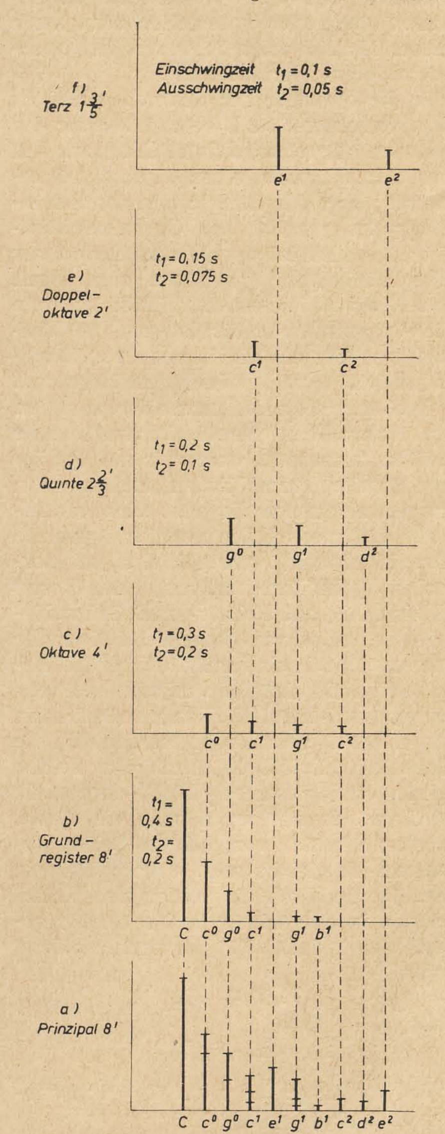


Bild 2: Zeitlicher Aufbau eines Klangspektrums (nach E. Schreiber)

spektrum mit Nachbildung der Ausgleichsvorgänge zusammengesetzt werden. Hierdurch ist eine naturgetreue Nachbildung der Orgelklänge unter Einschluß der Ausgleichsvorgänge erreicht [9]. Das neue Verfahren soll nun näher erläutert werden. Das im Bild 1 dargestellte Klangspektrum der Pfeife C des Prinzipalregisters 8′ einer Silbermann-Orgel soll in einer elektronischen Orgel synthetisch nachgebildet werden.

Bild 2 zeigt den zeitlichen Aufbau dieses Klangspektrums aus den einzelnen Teilspektren. Die Ein- und Ausschwingzeiten werden für jeden Ton von dem Diodentastsystem nach Bild 5 des vorigen Teils [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 14 (1957), S. 451] gesteuert.

Das Endspektrum nach Bild 2a, das mit dem geforderten im Bild 1 identisch ist, setzt sich additiv aus den Spektren der Bilder 2b bis 2f zusammen. Gemäß Bild 2a besteht der erste Teilton C (Grundton) nur aus dem einzigen Anteil des Tones C im Grundregister 8′ nach Bild 2b. Der zweite Teilton c° setzt sich zusammen aus dem zweiten Teilton c° des Grundregisters 8′ nach Bild 2b und aus dem ersten Teilton c° der Oktave 4′ nach Bild 2c. Sinngemäß läßt sich aus Bild 2a in Verbindung mit den Bildern 2b bis 2f die Zusammensetzung aller übrigen Teiltöne g°, c^1, e^1, g^1, b^1, c^2, d^2 und e^2 herauslesen. Beispielsweise summiert sich der Teilton c^1 aus drei Teiltönen, und zwar aus dem vierten Teilton nach Bild 2b, ferner dem zweiten Teilton nach Bild 2c und dem ersten Teilton nach Bild 2e.

Die Addition der Teiltöne aus den Spektren nach Bild 2b bis 2f erfolgt mit zeitlichen Unterschieden, d. h. daß z. B. 0,1 s (Bild 2f) nach dem Tastenanschlag die Terz e^1, e^2 bereits ihren Amplitudenendwert erreicht hat, während alle übrigen Teiltöne noch im Aufbau begriffen sind. So haben nach 0,1 s die Teiltöne g^0, g^1 und d^2 z. B. des Quintenregisters $2^2/_3$′ (Bild 2d) erst 50% ihrer Endamplitude erreicht, da die vom Tastsystem vorgegebene Einschwingzeit $t_1 = 0{,}2$ s ist. Im gleichen Zeitpunkt erreicht der Teilton g^0 des Grundregisters 8′ (Bild 2b), der mit dem Teilton g^0 des Quintenregisters (Bild 2d) in der Tonhöhe identisch ist, erst 25% seines Endamplitudenwertes, da die Einschwingzeit des Grundregisters 8′, wie oben erwähnt, 0,4 s beträgt. Diese Werte entsprechen dem tatsächlichen Klangaufbau, wie er sich bei einer Orgelpfeife für die einzelnen Teiltöne ergibt.

Der zeitliche Aufbau und die Summierung der Amplituden des Einschwingvorganges sämtlicher Teiltöne aus den verschiedenen Registerlagen sind in den Bildern 3a bis 3d für die Zeiten 0,1 bis 0,4 s und den Ton C des Prinzipalregisters 8′ grafisch dargestellt. Alle anderen Töne dieses Registers weisen andere Zeiten auf, die auch einen anderen zeitlichen Verlauf des Klangaufbaues ergeben. Auf die entsprechende grafische Darstellung, die sich allein für das Prinzipalregister 8′ auf insgesamt einundsechzig Töne bei einem Tastenumfang von C bis c^4 erstrecken müßte, ist zwecks Vereinfachung der Zeichnung verzichtet worden. Die hierfür benötigten anderen Zeiten werden von den Tastsystemen dieser einundsechzig Töne erzeugt. Durch entsprechende Addition der vorhandenen sieben Registerlagen und der verschiedenen Zeiten können praktisch sämtliche charakteristischen Einschwingvorgänge an allen Registern synthetisch nachgebildet werden. Die stark ausgezogenen Linien in den Bildern 3a bis 3d deuten die Hüllkurve x des stationären Zustandes, d. h. nach Beendigung des Einschwingvorganges an, die punktierten Linien die Hüllkurven y des Einschwingvorganges in den angegebenen Zwischenzeiten. Im Bild 3d fallen die beiden Hüllkurven x, y zusammen, da der Einschwingvorgang zeitlich beendet ist und der stationäre Klangzustand begonnen hat. Wie ersichtlich, erreichen beim Aufbau des Klangspektrums die hohen Teiltöne früher ihre Endamplitude als die Grundtöne bzw. die tieferen Teiltöne.

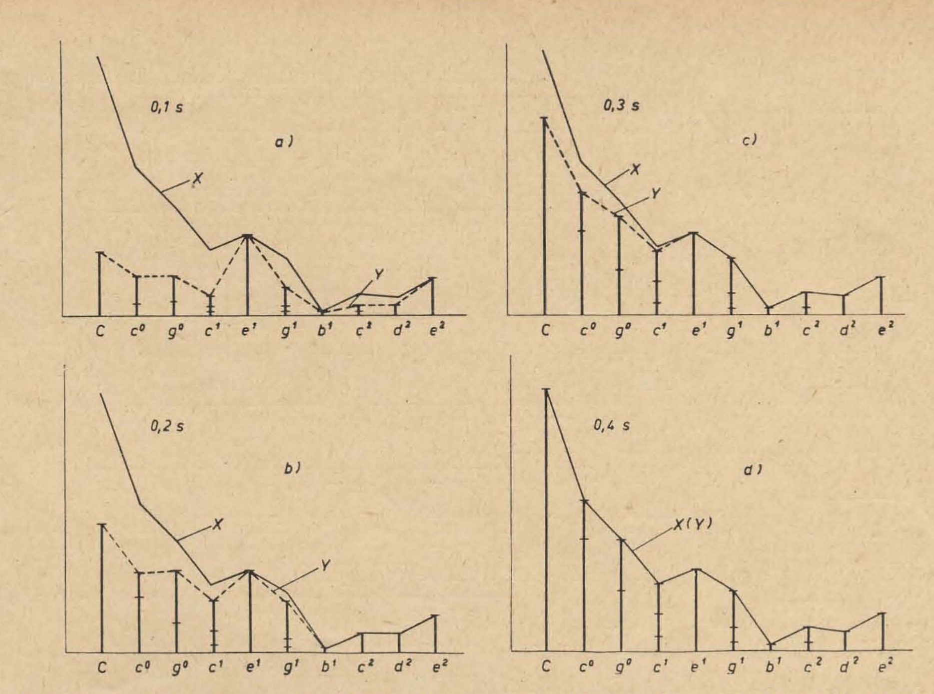


Bild 3: Grafische Darstellung des zeitlichen Aufbaues eines Klangspektrums (nach E. Schreiber)

Die bereits angegebenen Ausschwingzeiten bzw. die bei kurz hintereinanderfolgenden Anschlägen der gleichen Taste auftretenden Klangübergangszeiten sind aus den Bildern 4a bis 4d ebenfalls für den Ton C des Prinzipalregisters 8′ ersichtlich, und zwar sind bei Bild 4a erst 0,025 s nach Loslassen der Taste vergangen, während bei den Bildern 4b bis 4d die Zwischenzeiten nach 0,05 bis 0,15 s dargestellt sind. Der Endwert soll nach 0,2 s erreicht sein, d. h., zu diesem Zeitpunkt ist der Klang endgültig ausgeschwungen. Die längste Ausschwingzeit haben die tieferen Teiltöne bzw. der Grundton, wie aus dem Vergleich der ge-

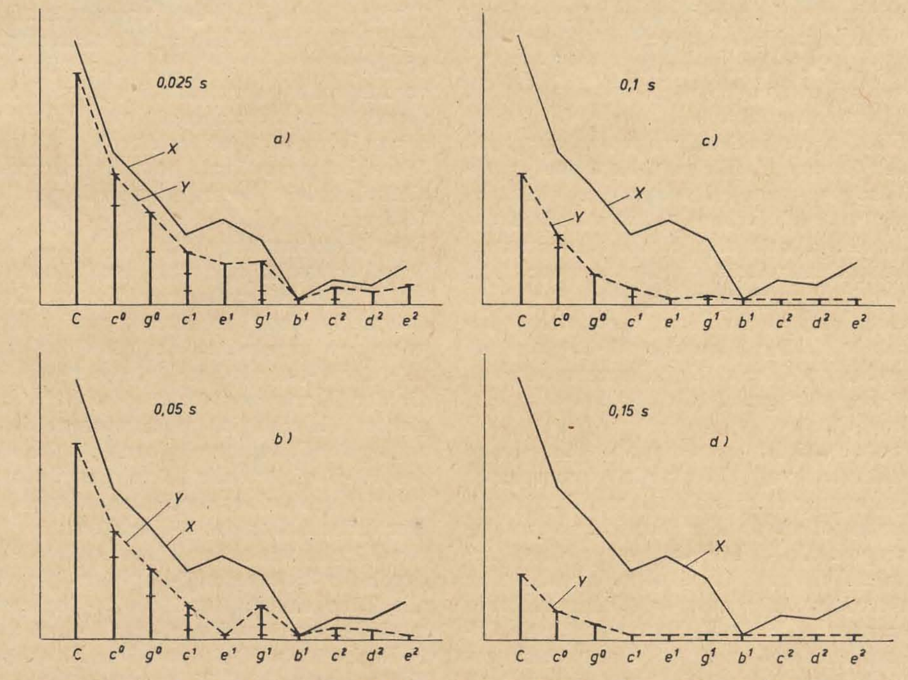


Bild 4: Grafische Darstellung des zeitlichen Ausschwingens eines Klangspektrums (nach E. Schreiber)

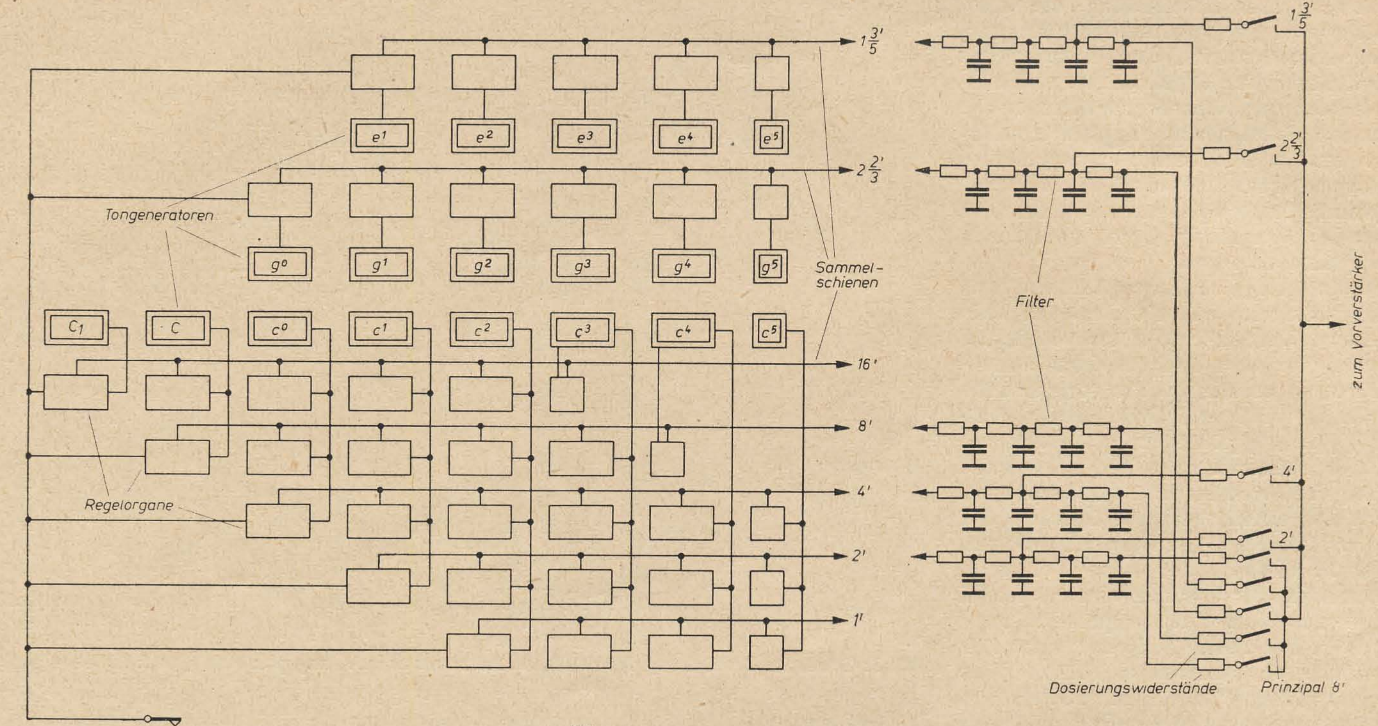


Bild 5: Schaltbild für die additive Zusammensetzung des Klangspektrums mit zeitlich differenziertem Einschwingen der Teiltöne (nach E. Schreiber)

strichelten Hüllkurven y der Bilder 4a bis 4d hervorgeht. Dies entspricht den Verhältnissen einer Pfeifenorgel. Die absolute Ausschwingzeit des Klanges im Raum ist naturgemäß weitgehend von raumakustischen Verhältnissen (Nachhall und Dämpfung) abhängig.

Bei den Klangübergängen liegen folgende Verhältnisse vor: Beim Loslassen der Taste setzt der Ausschwingvorgang ein. Wird vor Beendigung dieses Ausschwingvorganges die gleiche Taste erneut angeschlagen, so wird der Ausschwingvorgang vorzeitig abgebrochen, und gleichzeitig setzt ein zeitlich verkürzter Einschwingvorgang ein, da er nicht mit dem Amplitudenwert Null, sondern mit dem Wert beginnt, der dem Ausschwingvorgang des vorangegangenen Anschlages des gleichen Tones entspricht.

Bild 5 zeigt die Schaltungsanordnung, mit der das in den Bildern 1 bis 4 analysierte Klangspektrum mit seinen Ausgleichsvorgängen realisierbar ist. Es ist wieder zu beachten, daß sich dieses Ausführungsbeispiel aus Gründen der zeichnerischen Vereinfachung nur auf das Spektrum eines Klanges des Prinzipalregisters 8′ beschränkt. Die Töne der 16′-Registerlage und der 1′-Registerlage kommen, da das 8′-Register gezogen ist, nicht zur Wirkung.

Im Bild 5 ist das Schaltbild für sieben Oktaven von Tönen in temperierter Stimmung dargestellt, deren Tongeneratoren obertonreiche Schwingungen erzeugen. Zu jeder Oktave gehören bekanntlich zwölf Halbtöne, so daß sich vierundachtzig solcher Tongeneratoren ergeben. Für die C-Oktaven ist, wie üblich, zur Ergänzung des Tastenumfanges (61 Tasten) noch ein zusätzlicher Tongenerator (c^5) vorgesehen. Für die Quintenreihe $2^2/_3{}'$ sind zusätzliche Tongeneratoren vorgesehen, die zu den entsprechenden Tongeneratoren der Grundtonreihe in reiner Stimmung, also nicht temperiert, stehen. Die Terzreihe $1^3/_5{}'$ hat ebenfalls separate Tongeneratoren in reiner Stimmung.

Für jeden der zwölf Tongeneratoren jeder Oktave ist je ein Regelorgan zur Tastung und Grobregelung der Ausgleichsvorgänge vorgesehen. Im Bild 5 ist aus Gründen zeichnerischer Vereinfachung nur jeweils der erste Tongenerator jeder Oktave dargestellt. Entsprechend ist auch nur das erste zugehörige Regelorgan (Tastsystem) schematisch angedeutet. Die im Bild 5 durch kleinere Kästchen angedeuteten Tongeneratoren bzw. Regelorgane sollen den letzten oberen Tongenerator bzw. das zugehörige Regelorgan des entsprechenden Registers darstellen. Diese Tongeneratoren bzw. Regelorgane sind also nicht die ersten einer folgenden Oktave.

Der Tastenumfang jedes Manuals der Orgel erstreckt sich von den Tönen C bis c^4 über einundsechzig Tasten. Den entsprechenden Tongeneratoren sind Regelorgane zugeordnet, um die Töne der 16′-, der 8′-, der 4′-, der 2′-, der 1′-, sowie die der Obertonregister $2^2/_3{}'$ und $1^3/_5{}'$ zu steuern. Hierbei ist zu bemerken, daß, analog der Pfeifenorgel, durch das Ziehen des 16′-Registers alle Töne eine Oktave tiefer klingen, als es denTasten entspricht. Durch das Ziehen des 8′-Registers klingen alle Töne so wie es den Tasten entspricht, durch das Ziehen des 4′-Registers klingen alle Töne eine Oktave, des 2′-Registers zwei Oktaven und durch das Ziehen des 1′-Registers drei Oktaven höher, als es den Tasten entspricht. Wird nun aber das 2′-Register gezogen und die Tasten der letzten oberen Oktave, also die für die Töne cis^3 bis c^4 des 8′-Registers gedrückt, so müßten die Töne cis^5 bis c^6 erklingen. Ebenso müßten beim Ziehen des 1′-Registers und Drücken der gleichen Tasten die Töne cis^6 bis c^7 erklingen. Wie aus Bild 5 ersichtlich, sind nun aber für die Töne cis^5 bis c^7 keine Tongeneratoren vorhanden, denn der letzte Tongenerator ist der für den Ton c^5. Es fehlen also in der 2′-Tonlage die Tongeneratoren für eine Oktave (cis^5 bis c^6) und in der 1′-Tonlage die Tongeneratoren für zwei Oktaven (cis^5 bis c^7). Die fehlenden Tongeneratoren dieser Oktaven werden nach dem Vorbild der Pfeifenorgel dadurch ersetzt, daß man die oberste Oktave ein- oder mehrmals repitieren läßt, d. h. im 2′-Register erklingen beim Drücken der Taste cis^3 bis c^4 nochmals die Töne cis^4 bis c^5 und im 1′-Register erklingen beim Drücken der Tasten cis^2 bis c^4 zweimal die Töne cis^4 bis c^5, die letzte Oktave wird also zweimal wiederholt.

Die Tastung ist im Bild 5 nur für den Ton C dargestellt. In dem Bauplan für ein Manual würden einundsechzig Tastschalter erscheinen. Jeder Tastschalter hat einen Arbeitskontakt. Wird der Tastschalter gedrückt, so wird das Tastsystem nach Bild 5 des vorigen Teils [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 14 (1957), S. 451] für den Ton C in Betrieb gesetzt. Es erscheinen dann die Tonfrequenzen C_1 auf der 16′-Sammelschiene, C auf der 8′-, c° auf der 4′-, g° auf der $2^2/_3{}'$-, c^1 auf der 2′-, e^1 auf der $1^1/_3{}'$- und c^2 auf der 1′-Sammelschiene.

Die Tongeneratoren erzeugen eine sägezahnförmige Spannung mit einem hohen Gehalt an Harmonischen. Die über die Regelorgane getasteten und den Sammelschienen zugeführten sägezahnförmigen

Spannungen werden über Filter geführt, die die Tonformung vornehmen. Im Bild 5 sind nur diejenigen Filter (Tiefpässe) dargestellt, die notwendig sind, um das im Bild 1 dargestellte Klangspektrum zu erzeugen. Infolgedessen sind nur je eine Filterkette für das 8'-, 4'-, $2^2/_3$'-, 2'- und für das $1^3/_5$'-Register in Übereinstimmung mit den Klangspektren nach Bild 2a bis 2f veranschaulicht. Der Dämpfungsverlauf der einzelnen Filterketten ist so festgelegt, daß eine jeweilige Amplitudenverteilung der Obertöne (Harmonischen) in den einzelnen Registerlagen entsprechend Bild 2b bis 2f entsteht. Mittels Widerständen werden die amplitudenmäßigen Anteile der Spektren nach Bild 2b bis 2f untereinander dosiert, und zwar in der Weise, daß erstens die Addition dieser Spektrenanteile das im Bild 1 bzw. 2a dargestellte und synthetisch nachzubildende Prinzipalregister ergibt, und zweitens die zeitliche Addierung nach den Bildern 3a bis 3d entsprechend dem Einschwingvorgang bzw. den Bildern 4a bis 4d entsprechend dem Ausschwingvorgang oder den Klangübergängen erfolgt. Es findet also erst eine subtraktive Tonformung nach dem Abbauprinzip statt, und dann werden die einzelnen Registerlagen mit ihren verschiedenen Ein- und Ausschwingzeiten additiv zum gewünschten Gesamtklangbild gemischt.

Die Filterketten können gleichzeitig auch zur Darstellung anderer Klänge herangezogen werden. Dies erfolgt durch Anzapfungen an den verschiedenen Abschnitten der mehrgliedrigen Filterketten. Die Anzapfungen können an jeder beliebigen Stelle vorgenommen und entweder unmittelbar zur Darstellung eines oder mehrerer Register oder mittelbar zur Darstellung kombinierter Register ähnlich dem Prinzipalregister benutzt werden. Die Registersammelleitung führt zum Vorverstärker.

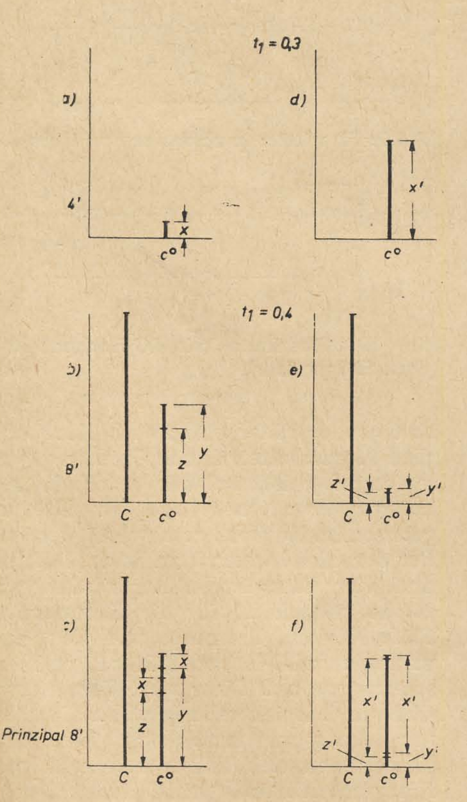


Bild 6: Beispiel zweier Differenzierungsfälle von Einschwingzeiten

Das zeitliche Verhältnis der Einschwingzeiten, beispielsweise des Teiltones c° des 8'-Registers und des Teiltones c° des 4'-Registers, ist durch die vorgegebenen Einschwingzeiten $t_1 = 0,4$ s bzw. $t_1 = 0,3$ s festgelegt. Diese unterschiedlichen Einschwingzeiten werden vom Tastsystem gebildet und für jeden Ton in den zugehörenden Regelorganen durch deren Zeitkonstantenglieder gesteuert.

Durch die Festlegung des erwähnten Zeitverhältnisses ist es nicht ohne weiteres möglich, feine Differenzierungen zwischen den Einschwingzeiten t_1 vorzunehmen. Es besteht jedoch zur Erzielung bestimmter Klangwirkungen das Bedürfnis hierzu. Beispielsweise wird in einem bestimmten Klangspektrum eine Einschwingzeit $t_1 = 0,35$ s für den Teilton c° des vollkommenen Klangspektrums nach Bild 2a verlangt, obwohl zum additiven Aufbau dieses vollkommenen Teiltones ein aus dem 8'-Register mit einer Einschwingzeit von 0,4 s entnommener unvollkommener Teilton c° benutzt wird. Die erwähnte Forderung einer Differenzierung ist also nicht erfüllbar, da die Einschwingzeit $t_1 = 0,4$ s unveränderlich festliegt.

Um trotzdem eine Differenzierung der festgelegten Einschwingzeit von beispielsweise 0,4 s für den vollkommenen Teilton c° nach Bild 2a zu erreichen, ist nach einem neuen Verfahren das Verhältnis der Amplituden der in den einzelnen Registerlagen unvollkommen vorgeformten Teiltöne ohne Änderung der für die einzelnen Registerlagen festgelegten Einschwingzeiten und ohne Beeinflussung des in der betreffenden Registerlage etwa vorhandenen Grundtones veränderbar.

Zur Erläuterung der Differenzierung der festgelegten Einschwingzeiten dienen die Diagramme nach den Bildern 6a bis 6f, die zwei Differenzierungsfälle der Einschwingzeiten der Teiltöne c° als Beispiel veranschaulichen sollen.

Gemäß Bild 6a erreicht der unvollkommene Teilton c° seinen dargestellten Amplitudenwert x nach 0,3 s, also zu einem Zeitpunkt, in dem die Amplitude y des unvollkommenen Teiltones c° nach Bild 6b erst $^3/_4 = 75\%$ ihres Endwertes, der bei 0,4 s liegt, erreicht hat. Die Amplitude des Teiltones c° nach Bild 6b hat nach 0,3 s den Teilwert z. Die Amplitude des Teiltones c° des vollkommenen, endgültigen Klangspektrums nach Bild 6c setzt sich also nach 0,3 s aus der Summe von x und z zusammen, während die Endamplitude nach 0,4 s den Wert x + y hat. Das Verhältnis x : y kann nun nach dem neuen Verfahren ohne Änderung der von den Regelorganen nach Bild 5 des vorigen Teils [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 14 (1957)] vorgegebenen Einschwingzeiten der unvollkommenen Teiltöne geändert werden [10]. Der Teilton c° im 4'-Register (Bild 6d) soll nach $t_1 = 0,3$ s seine Endamplitude x' erreicht haben. Zu diesem Zeitpunkt hat die Amplitude des Teiltones c° im 8'-Register (Bild 6e) wieder, wie oben bereits dargelegt, erst 75% ihres Endwertes y' (0,4 s) erreicht. Dieser Endwert y' ist, damit der vollkommene, endgültige Ton im Prinzipalregister 8' nach Bild 6f aufgebaut werden kann, um die Differenz von x' und x kleiner als y. Die Teilamplitude y' hat nach Ablauf von 0,3 s also den Wert z'. Bei dem Differenzierungsfall nach den Bildern 6d bis 6f ist die Amplitude $x' > x$, während die Amplitude $y' < y$ ist. Dabei ist $x + y = x' + y'$. Die Amplitude des Teiltones c° des vollkommenen, endgültigen Klangspektrums nach Bild 6f setzt sich nach 0,3 s wieder aus der Summe von x' und z' zusammen, die wesentlich größer ist als die Summe von x und z des ersten Differenzierungsfalles nach Bild 6c. Hieraus folgt, daß der additive Aufbau des endgültigen Tones im Prinzipalregister 8' gemäß Bild 6f nach 0,3 s bereits wesentlich weiter fortgeschritten und so hochprozentig vollendet ist, daß das menschliche Ohr keinen Unterschied mehr gegenüber dem nach $t_1 = 0,4$ s vollzogenen 100-prozentigen Aufbau feststellen kann. Hiermit ist das beispielsweise angestrebte Ziel erreicht, den Aufbau des Teiltones c° im vollkommenen, endgültigen Klangspektrum bereits in 0,3 s trotz der festgelegten Einschwingzeit von $t_1 = 0,4$ s für den Teilton c° im 8'-Register zu vollenden.

Durch Wahl des Verhältnisses x : y bei gegebener Endamplitude im additiv zusammengesetzten vollkommenen Klangspektrum und bei festgelegten Einschwingzeiten in den verschiedenen Tonlagen nach den Bildern 2a bis 2f läßt sich jede gewünschte Differenzierung der Zeit vornehmen, die ein vollkommener Teilton bis zur Beendigung des Einschwingvorganges im vollkommenen Klangspektrum benötigt. Ist das Verhältnis x : y = 1 : 0, so vollzieht sich mit Bezug auf die beispielsweisen Teiltonregister nach den Bildern 6a und 6b der Einschwingvorgang im vollkommenen Klangspektrum in 0,3 s. Zwischen den Werten 0,3 und 0,4 s läßt sich jeder gewünschte Wert verwirklichen.

Für alle übrigen Teiltöne g° bis e^2 nach den Bildern 2a bis 2f gilt sinngemäß das gleiche Gesetz. Die Differenzierung der Einschwingzeiten kann, falls dies erwünscht ist, auch bei den Ausschwingzeiten t_2 nach den Bildern 2a bis 2f angewendet werden. Die Differenzierung kann in einfacher Weise entweder durch Änderung der Dosierungswiderstände oder durch entsprechende Bemessung der Grenzfrequenzen der einzelnen Filterabschnitte nach Bild 5 vorgenommen werden. Bei der Wahl des einen oder anderen dieser beiden Mittel ist jedoch zu berücksichtigen, daß nur der harmonische Inhalt des Teiltonregisters und nicht der etwa in diesem Register liegende Grundton verändert werden darf. Nach Bild 2b enthält das 8'-Teiltonregister auch den Grundton C für das vollkommene Klangspektrum nach Bild 2a. Bei Änderung des Dosierungswiderstandes würde auch die Amplitude des Grundtones C im Teiltonregister nach Bild 2b geändert werden. In einem solchen Fall ist es notwendig, die Amplitude der Teiltöne im 8'-Teiltonregister mittels der Tiefpaßglieder durch entsprechende Wahl der Grenzfrequenzen der einzelnen Filterabschnitte dieser

Glieder zu ändern. Für alle anderen Teiltonregister, in denen nicht der Grundton C des vollkommenen Klangspektrums liegt (dies sind die Teiltonregister nach den Bildern 2c bis 2f) können zur Differenzierung der Einschwingzeiten die Dosierungswiderstände geändert werden.

Unterdrückung der Gleichstromstöße bei Tastung von Hochvakuumröhren in Eintaktschaltung

In Hochvakuumröhren, die bei elektronischen Musikinstrumenten Ausgleichsvorgänge steuern, entstehen bei kurzzeitigen Ausgleichsvorgängen impulsartige Anodenstromstöße, die im Lautsprecher als unerwünschte donnerartige Geräusche zu hören sind. Zur Vermeidung dieses Störeffektes müßte dafür gesorgt werden, daß die Ein- und Ausschwingvorgänge ein bestimmtes zeitliches Maß nicht unterschreiten. Dies würde jedoch eine Darstellung kurzzeitiger Ausgleichsvorgänge, die namentlich bei elektronischen Konzertorgeln vorkommen (15 bis 50 ms), unmöglich machen. Da die für diese Störeffekte verantwortlichen impulsartigen Anodenstromstöße nur in Schaltungsanordnungen zur Wirkung gelangen, bei denen die Hochvakuumröhren nach dem Eintaktverfahren arbeiten, ist vielfach von einer Gegentaktschaltung zweier Röhren Gebrauch gemacht worden, bei der sich die Anodenstromstöße beider Röhren gegenseitig kompensieren. Diese Schaltungen (Bild 7) erfordern jedoch einen erheblichen zusätzlichen Aufwand an hochwertigen und teuren Schaltungsbauteilen; es werden nämlich für jeden Ton ein symmetrischer Eingangsübertrager, ferner ein Gegentaktausgangsübertrager sowie zwei gut ausgeglichene Gegentaktröhren benötigt. Außerdem müssen die erforderlichen Zeitkonstantenglieder ebenfalls vorhanden sein. Für ein- oder zweistimmige elektronische Musikinstrumente ist dieser Weg wirtschaftlich vertretbar. Soll jedoch bei einer elektronischen Konzertorgel eine Vielzahl von Tönen getastet werden (je nach Größe der Orgel bis zu dreitausend Tönen), so müßte diese Gegentaktschaltung entsprechend vervielfacht werden. Ein solcher Aufwand ist schon rein wirtschaftlich untragbar, abgesehen davon, daß dann entscheidende Vorteile der elektronischen Orgel gegenüber der Pfeifenorgel, nämlich das geringe Gewicht, der geringe Raumbedarf und die dadurch ermöglichte Standortveränderung entfallen würden. Es war daher notwendig, Mittel und Wege zu finden, trotz Verwendung einer Schaltungsanordnung mit den im Eintaktverfahren arbeitenden Röhren das Auftreten von Anodenstromstößen wirkungsmäßig aufzuheben, ohne dabei auf kurzzeitige Ausgleichsvorgänge zu verzichten. Diesbezüglich gibt es, wie bereits bei den Tastsystemen besprochen, zwei Wege: Entweder werden die Töne und Klänge unmittelbar durch Änderung des Verstärkungsgrades der Regelröhren durch Auf- und Entladen von RC-Kreisen gesteuert, oder diese Steuerung erfolgt mittelbar über Zwischenglieder. Diese Zwischenglieder werden ihrerseits vom Röhrenanodenstrom gesteuert, der wieder durch Auf- und Entladen von RC-Kreisen geregelt wird.

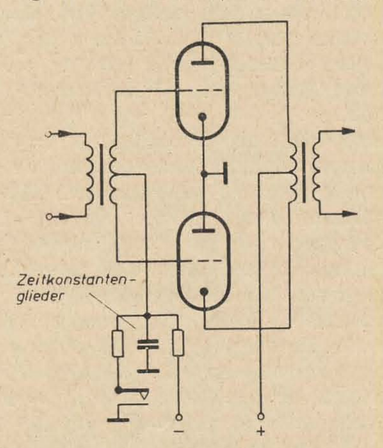


Bild 7: Gegentaktschaltung zur Verhinderung der Bumsgeräusche

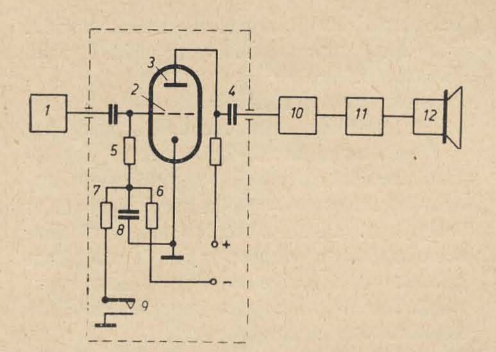


Bild 8: Schaltbild einer Regelstufe (nach E. Schreiber)

Diese Aufgabe wurde dadurch gelöst, daß die bei der Tastung der Hochvakuumröhren entstehenden, unterhalb des tiefsten Tones des Spielbereiches liegenden, impulsartigen Störfrequenzen mittels eines oder mehrerer Hochpaßfilter mit einer unterhalb des tiefsten Grundtones liegenden Grenzfrequenz unterdrückt werden. Diese Filter können entweder der zur Erzeugung einer bestimmten Klangfarbe angeordneten Klangfilteranordnung vorgeschaltet oder einem Teil oder allen Klangfilteranordnungen in Form eines gemeinsamen LC-Hochpaßfilters nachgeschaltet sein. Hierdurch ist erreicht, daß unter wirtschaftlich günstigen Bedingungen, nämlich unter Beibehaltung von im Eintaktverfahren arbeitenden Hochvakuumröhren, die ungünstige Wirkung impulsartiger Anodenstromstöße bei kurzzeitigen Ausgleichsvorgängen aufgehoben ist. Es ist hierdurch auch bei elektronischen Konzertorgeln mit ihrer Vielzahl von Tönen und Klängen auf wirtschaftliche Weise möglich, kurzzeitig Ausgleichsvorgänge zu steuern [11].

Gemäß Bild 8 werden die von einem Tongenerator 1 erzeugten elektrischen Tonspannungen dem Gitter 2 einer Hochvakuumröhre 3 zugeleitet. Im Falle der Verwendung eines Dauertongenerators liegt am Gitter 2 stets die Tonspannung. Die Röhre 3 gehört zum Tastsystem 4, das wiederum die Aufgabe hat, die Ausgleichsvorgänge zu steuern. Ein solches Tastsystem wird für jeden Ton benötigt. Das Gitter 2 der Röhre erhält im ungetasteten Zustand über die Widerstände 5 und 6 eine hohe negative Vorspannung, die den Arbeitspunkt auf der Kennlinie der Röhre ins Sperrgebiet verschiebt. Ein Widerstand 7 bildet zusammen mit einem Kondensator 8 ein Zeitkonstantenglied, das die Einschwingzeit zeitlich bestimmt. Mittels des Schalters 9 werden die Ein- und Ausschwingvorgänge derart getastet, daß beim Schließen des Schalters der Einschwingvorgang und nach Beendigung desselben der stationäre Klang ausgelöst werden. Beim Öffnen des Schalters 9 setzt der Ausschwingvorgang ein. Der Schalter 9 ist mit der nicht dargestellten Manualtaste mechanisch gekuppelt.

Hinter dem Tastsystem 4 sind Filter 10 zur Bildung von Klangfarben vorgesehen. Der Ausgang der Filter ist auf den Eingang eines Verstärkers 11 geschaltet, der die verstärkte Tonleistung auf einen Lautsprecher 12 gibt.

Sind die Zeitkonstantenglieder 6, 7 und 8 so ausgelegt, daß sie kurzzeitige Ein- und Ausschwingvorgänge steuern sollen, so wird beim Schließen des Schalters 9 der Arbeitspunkt der Röhre 3 sehr schnell vom Sperrzustand in den normalen Arbeitspunkt geschoben. Hierdurch entsteht in der Röhre 3 ein verhältnismäßig starker Gleichstromstoß, der, da er auch von dem Filter 10 und dem Verstärker 11 auf den Lautsprecher 12 übertragen wird, diesen Lautsprecher in seiner Eigenfrequenz anstößt.

Es entsteht dabei ein donnerartiges Geräusch, dessen Verhinderung mit den in den Bildern 10 und 11 dargestellten Mitteln erreicht ist. Zur Erläuterung dieser Mittel wird zunächst auf Bild 9 verwiesen, das eine Filterkette 10 der üblichen Ausführung veranschaulicht. Gemäß Bild 10 ist vor dieser bei dem dargestellten Ausführungsbeispiel aus drei Tiefpaßfiltern bestehender Filterkette 10 ein Hochpaßglied 13 geschaltet, dessen Grenzfrequenz so festgelegt ist, daß alle unterhalb des tieferen Grundtones liegenden Störfrequenzen im Hochpaß geschwächt werden. Bei der Ausführungsform nach Bild 11 sind vier Klangfarbenfilteranordnungen 14, 15, 16 und 17 für die Klangfarben Flöte, Clairon, Trompete und Vox Humana einem LC-Hochpaßfilter 18 gemeinsam zugeordnet. Diese vier Klangfarben sind nur beispielsweise gewählt. Es können ebensogut unabhängig von den Klangfarben eine beliebige Anzahl von Klangfarbenfiltern dem LC-Hochpaß vorgeschaltet sein. Für die Wirkung des Hochpaßfilters 18 ist es gleichgültig, ob

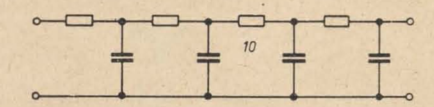


Bild 9: Filterkette in normaler Ausführung

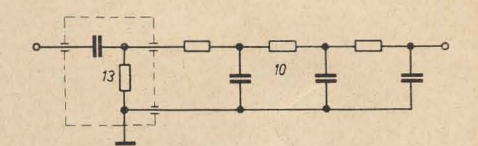


Bild 10: Filterkette mit RC-Hochpaßglied (nach E. Schreiber)

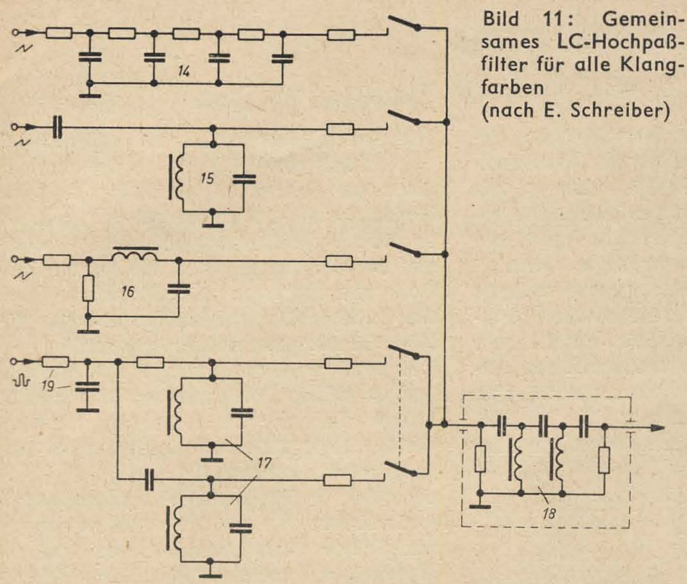


Bild 11: Gemeinsames LC-Hochpaßfilter für alle Klangfarben (nach E. Schreiber)

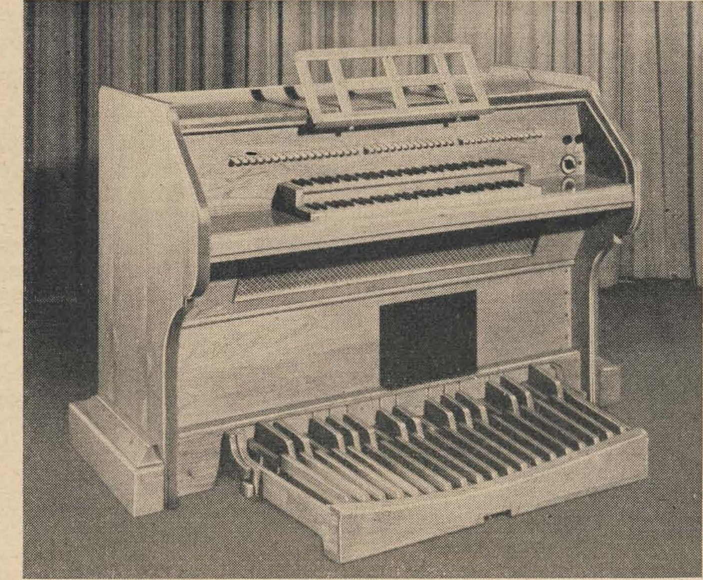


Bild 13 (rechts oben): Vorderansicht des Entwicklungsmusters der vom Verfasser im VEB Werk für Fernmeldewesen entwikkelten elektronischen Orgel

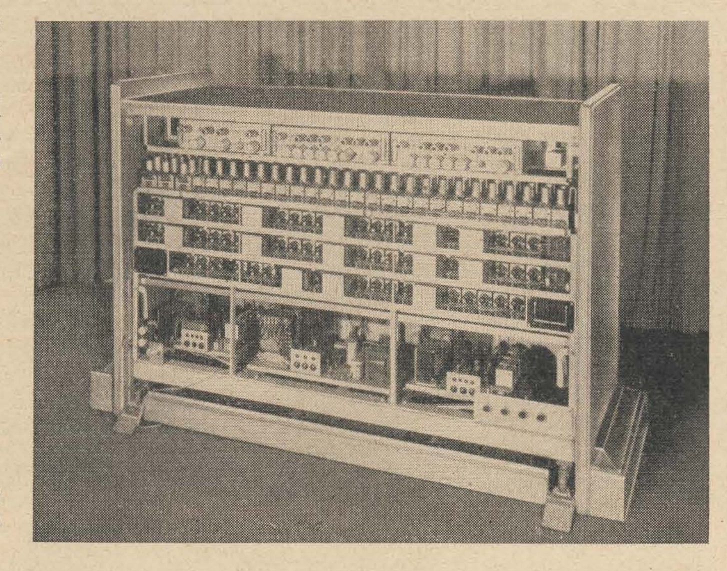


Bild 14: Rückansicht der elektronischen Orgel

die vorgeschalteten Klangfarbenfilter 14 bis 17 aus einem Tiefpaß 14, einem Resonanzfilter 16, einem Serienschwingungskreis 15 oder einem Doppelresonanzfilter 17 mit vorgeschaltetem Tiefpaßglied 19 oder aus sonstigen nicht dargestellten Klangfilteranordnungen bestehen.
Das LC-Hochpaßfilter 18 bewirkt einen sehr steilen Abfall der Übertragungskurve unterhalb des Beginns des Spielbereiches von 32,5 Hz gegen die Frequenz Null (Bild 12). Bei richtiger Auslegung, z. B. eines zweigliedrigen LC-Hochpaßfilters 18 im Bild 11 wird bei 16 Hz bereits eine Dämpfung von etwa 60 dB gegenüber dem Spannungspegel des Spielbereiches erzielt. Dies bedeutet, daß die Anodenstromstöße, die sich vornehmlich in dem Bereich von 0 bis 10 Hz störend bemerkbar machen,

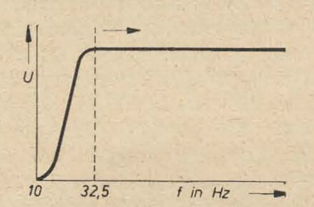


Bild 12: Übertragungskurve des LC-Hochpaßfilters nach Bild 11

nicht hörbar werden, da sie praktisch unterdrückt sind. Das LC-Hochpaßfilter 18 kann seine Funktion erfüllen, wenn es an irgendeiner Stelle im Leitungszug zwischen dem Ausgang des Tastsystems 4 und dem Lautsprecher 12 liegt.

Literatur zum Teil 3

[9] E. Schreiber: Verfahren und Schaltungsanordnung zur synthetischen Nachbildung von Klängen in elektrischen Musikinstrumenten, insbesondere Orgeln. DWP Nr. 11718, BRP. Nr. V 8880 IX/a51f, England Nr. 1962/56, USA Nr. 562 471.

[10] E. Schreiber: Schaltungsanordnung zur synthetischen Nachbildung von Klangspektren an elektrischen Musikinstrumenten, insbesondere Orgeln. DDR Nr. WP 51 f/39317, BRP. Nr. V 9605 VIII d/51f, England Nr. 1962/56, USA Nr. 562471.

[11] E. Schreiber: Schaltungsanordnung für elektronische Musikinstrumente zur Erzeugung von Ausgleichsvorgängen. DDR Nr. WP 51 f/45774, BRP. Nr. V 11510 VIII d/51 f.

Neuregelung der Ersatzteilversorgung im Rundfunkreparaturdienst

Die HV RFT hat kürzlich Durchführungsbestimmungen zum Ministerratsbeschluß 48/2 und den Verfügungen und Mitteilungen des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau Nr. 5/57, die Anweisung für eine verbesserte Ersatzteilversorgung zum Inhalt hatten, erlassen. Während die Ersatzteilversorgung für Garantiereparaturen zufriedenstellend geregelt ist, war dies für den normalen Reparaturdienst — auch als Kundendienst bezeichnet — bisher nicht der Fall, und es ergaben sich bekanntlich immer wieder Schwierigkeiten, die zu häufigen berechtigten Beschwerden der Bevölkerung führten.
Bei Ersatzteilen wird grundsätzlich zwischen Normteilen (z. B. Widerstände, Kondensatoren usw.) und typengebundenen Teilen (Spezialdrehko, Wellenschalter usw.) unterschieden. Die Reparaturwerkstätten konnten nun zwar Normteile für den Kundendienst als Handelsware von den DHZ's beziehen, typengebundene Teile führten nur die Abteilungen für den Garantiedienst in den FAB's (Fernmeldeanlagenbaubetriebe), die die Reparaturbetriebe aber nur für Garantiereparaturen und nicht für den normalen Kundendienst beliefern durften. Damit sich aber die Reparaturwerkstätten endlich auch für den Kundendienst typengebundene Teile beschaffen können, erhalten sie jetzt die Möglichkeit, typengebundene Teile als Handelsware von den FAB's zu beziehen.
Grundsätzlich neu geregelt ist die Planung des Reparaturbedarfs. Es wird nochmals unterstrichen, daß für die Ersatzteilversorgung in jedem Falle die Herstellerbetriebe der Geräte verantwortlich sind. Sie haben einmal dafür zu sorgen, daß auf Grund der Ersatzteilplanung bei den DHZ's Normteile und bei den FAB's typengebundene Teile in ausreichender Menge zur Verfügung stehen. Zu diesem Zweck melden die Herstellerbetriebe sowohl für ihre Jahresproduktion als auch für ältere Typen auf Grund der Fertigungs- (Verschleißteilnorm) und der Garantieerfahrungen den Bedarf an Normteilen an die DHZ's und Bauelementebetriebe. DHZ's und Bauelementebetriebe sind verpflichtet, entsprechend den vorliegenden Meldungen innerhalb von 10 Tagen Lieferverträge abzuschließen. Der Bedarf an typengebundenen Teilen wird den FAB's gemeldet. Da diese Teile in der Regel von den Herstellerbetrieben selbst gefertigt werden, übernehmen diese direkt gegenüber den FAB's die Versorgung. Bei Verwirklichung dieser Maßnahmen dürften die peinlichen Mißstände im Kundendienst auf dem Sektor Rundfunk und Fernsehen bald der Vergangenheit angehören.
Damit sich auch Handwerker mit geringen Betriebsmitteln ein Reparaturlager anlegen können, wird die HV RFT im Laufe des nächsten Jahres in einer Anzahl von Reparaturwerkstätten die Einrichtung von Konsignationslägern ermöglichen.

Die Magnetband-Werkzeugmaschinensteuerung der North American Aviation, Inc.

In der Flugzeugindustrie bereitet die rationelle Herstellung von Schablonen, Profilen und anderen zweidimensional zu bearbeitenden Teilen infolge der relativ geringen Stückzahlen und der häufig wechselnden Dimensionen erhebliche Schwierigkeiten. Für diese speziellen Aufgaben wurde deshalb von der Autonetics, einer Abteilung der North American Aviation, Inc., Los Angeles, eine Steuerungsanlage für normale Werkzeugmaschinen unter Anwendung des Verfahrens der Magnetbandaufzeichnung mit der Bezeichnung NUMILL entwickelt. Eine nach dem NUMILL-Verfahren gesteuerte Maschine führt automatisch das Bohren von Löchern sowie Anreiß- und Formfräsvorgänge entsprechend den auf dem Magnetband befindlichen Informationen schnell, gleichmäßig und wirtschaftlich durch.

Die nachstehend kurz beschriebene NUMILL-Steuerung ist für eine normale 71 × 244-cm-Cincinnati-Vertikalfräsmaschine ausgelegt. Die Steuerung besteht aus einer Anzeigetafel (links oben im Bild), einem hängenden, schwenkbaren Steuerkasten, Meßeinrichtungen und dem Magnetbandgerät, das zusammen mit der elektronischen Anlage in einer gemeinsamen, pultförmigen Truhe (links im Bild) untergebracht ist.

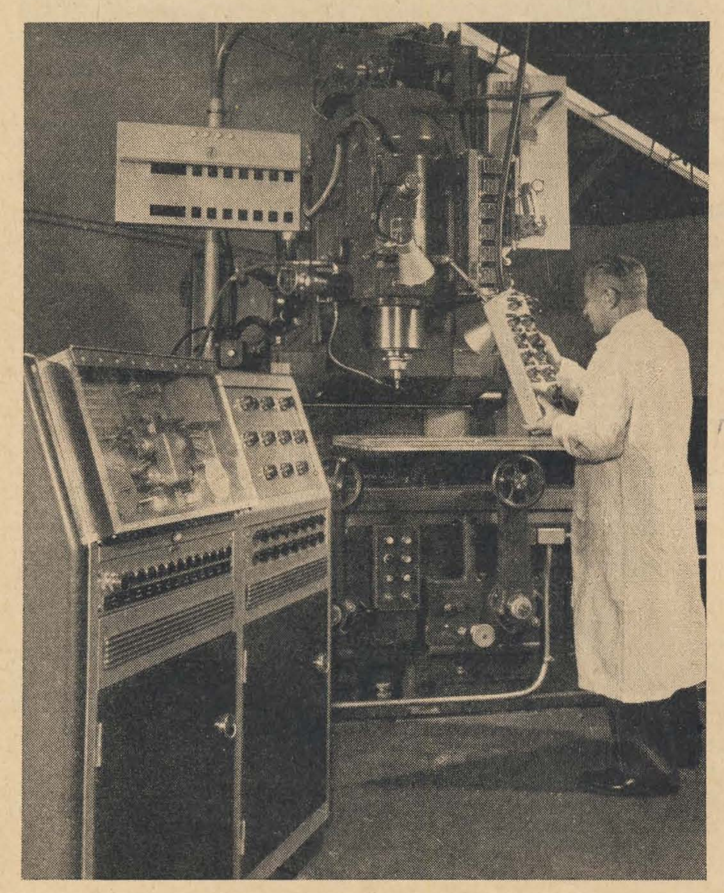
Die Anzeigetafel dient zur Unterrichtung des Bedienenden, um diesem während des schrittweisen Arbeitsablaufes die notwendigen Informationen, wie Spindeldrehzahl, Größe und Art des erforderlichen Materials und des Schneidwerkzeuges, zu übermitteln. Diese vom Magnetband abgetasteten Anweisungen werden als beleuchtete Zahlen und Worte angezeigt. Eine manuelle Steuerung ist mit Hilfe des Steuerkastens möglich. Die genaue Messung der waagerechten und senkrechten Maschinenbewegungen ermöglichen zwei Meßeinrichtungen, eine längs des Maschinentisches, die andere senkrecht am Maschinenständer. Es wird ein optisch-elektronisches Meßverfahren angewandt, das bei Normaltemperatur eine Genauigkeit von 0,025 mm über die Gesamtlänge des Maschinentisches gewährleistet.

Die ausschließlich mit Transistoren bestückte Truhe hat die relativ geringen Abmessungen von 138 × 149 × 64 cm. In ihr werden die auf dem Programmband enthaltenen und zur Steuerung der Werkzeugbewegung dienenden Informationen umgewandelt.

Die Herstellung eines Teiles mit den erforderlichen Bohr-, Anreiß- und Fräsoperationen läuft folgendermaßen ab:

Der Bedienende stellt an der Truhe die für das gewünschte Teil festgelegte Programmzahl ein. Die Anlage sucht und findet hierauf automatisch das auf dem Band an irgendeiner Stelle befindliche Programm. Auf einem Band können Programme zur Herstellung von rund hundert verschiedenen Teilen gespeichert werden.

Gemäß den Anweisungen der Anzeigetafel wird anschließend das erforderliche Material und Fräs-(Bohr-)Werkzeug ausgewählt.



Durch Drücken eines Knopfes erfolgt der Beginn eines automatischen Fräsvorganges, gesteuert von einem Magnetband. Das Wiedergabegerät und die elektronische Anlage befinden sich in der pultförmigen Truhe

Die Maschine bohrt hierauf automatisch eine Reihe von Löchern, in die der Bedienende Schrauben einführt, um das Material auf dem Tisch zu befestigen. Ist zusätzliches Bohren erforderlich, erscheinen auf der Anzeigetafel die Daten über Bohrerdurchmesser und Drehzahl. Nach diesen Einrichtearbeiten werden die nötigen Löcher automatisch gebohrt.

Die weiteren Arbeitsgänge des Fräsens und Anreißens erfolgen auf die gleiche Weise. Von der Tafel werden alle Einrichtearbeiten, die vom Bedienenden auszuführen sind, angezeigt.

Sind die für die jeweilige Arbeitsstufe erforderlichen Spindeldrehzahländerungen und Fräserwechsel beendet, verrichtet die Maschine selbsttätig die weiteren Operationen.

Normale und spiegelbildliche Teile können vom gleichen Abschnitt des Steuerbandes durch Drehen eines an der Truhe befindlichen Schalters wahlweise hergestellt werden.

Das Fräsen einer horizontalen Spur erfolgt mit einer maximalen Geschwindigkeit von 64 cm/min.

Die Programmierung des Steuerbandes erfolgt mit einer hier nicht dargestellten IBM-700-Rechenanlage. In diese werden die erforderlichen Grundinformationen (Befehle), wie Maße des gewünschten Werkzeuges oder Teiles, Koordinaten und Gleichungen für Kurvenform, Aufeinanderfolge und Art der Arbeitsoperationen, Spindeldrehzahl und Fräsergröße (der Vorschub wird automatisch errechnet) sowie Sorte und Abmessungen des zu bearbeitenden Materials, eingegeben.

Die elektronische Rechenmaschine wandelt diese Grundinformationen in die zur Bearbeitung des Teiles erforderlichen Befehle um. Sie errechnet den Weg des Fräsers sowie die jeweilige Beschleunigung. Alle Berechnungen werden von der Maschine hierbei ständig kontrolliert und anschließend im Zifferkode auf das Magnetband aufgezeichnet.

Nach der Programmierung durch die Rechenanlage ist das Steuerband fertig zum Gebrauch. Auf einem Bandstück von etwa 30 cm Länge sind alle erforderlichen Informationen enthalten, die zur Herstellung eines Teiles durchschnittlicher Schwierigkeit erforderlich sind.

In der Truhe werden die vom Magnetband abgelesenen Zifferninformationen in eine Reihe von Pulsen umgewandelt. Jeder Puls veranlaßt eine Bewegung des Maschinentisches um 0,0125 mm. Die Pulsfrequenz beträgt 800 Hz.

Die Bewegungen des Maschinentisches werden mit den Meßeinrichtungen automatisch gemessen und die hierbei erzeugten Pulse ständig mit den vom Magnetband kommenden Pulsen verglichen. Jede auftretende Differenz hat ein Nachregeln der Tischstellung zur Folge. Die vertikale Verschiebung des Fräs- oder Bohrwerkzeuges erfolgt auf die gleiche Weise.

Strobel

Nach Informationen der North American Aviation, Inc.

RÖHRENINFORMATION DL 96

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Teil 1

DL 96 47,6 7 19 ∅

Maximale Kolbenabmessungen

g_2 f_M, g_3 a g_1 −f +f 9,53

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Batterie-Miniaturröhre mit sieben Stiften, senkrecht auf dem Preßteller aufgebaut. Das System enthält zwei gleiche Heizfäden, die sowohl parallel als auch in Serie geschaltet werden können, da der Mittelanschluß an einen besonderen Sockelstift geführt ist. Zwei Strahlbleche erfüllen die Rolle des Bremsgitters.

Verwendung

Die DL 96 ist eine Endpentode für Batterieempfänger, Kofferempfänger und Geräte mit Batterie- und Netzanschluß ≅. Sie ist in erster Linie für Betrieb an 90-V-Batterien entwickelt. Hier erhält man bei Parallelschaltung der Heizfäden eine Sprechleistung von 200 mW. Der Gesamtwirkungsgrad beträgt etwa 33%, der Anodenwirkungsgrad 47%. Auch bei einer Betriebsspannung von 67,5 V arbeitet die Röhre noch sehr gut; die Sprechleistung beträgt dann 100 mW.

Man kann die DL 96 auch in einer Sparschaltung betreiben, indem man nur einen der beiden Heizfäden benutzt. Die Heizleistung und der Katodenstrom sind dann nur halb so groß wie im ersten Fall, ebenso die erzielte Sprechleistung.

Bei Verwendung einer 2,8-V-Heizbatterie kann man die Heizfäden in Serie schalten. Die Sprechleistung erreicht aber dann nicht den bei parallel geschalteten Heizfäden erzielten Wert (150 mW gegenüber 200 mW). Der Grund hierfür ist folgender: Während eine indirekt geheizte Röhre eine Äquipotentialkatode hat, ist das Potential bei einer direkt geheizten Katode an den einzelnen Punkten unterschiedlich (s. Bild 1). Entsprechend wird der Emissionsstrom der negativeren Heizfadenseite bedeutend höher sein als derjenige der positiveren Seite. Der Emissionsstrom ist also nicht gleichmäßig auf beide Heizfädenhälften verteilt. Es würde sich eine Stromverteilung längs des Heizfadens entsprechend Kurve a von Bild 2 ergeben. Durch die Energie, die für den Elektronenaustritt aufgebracht werden muß, tritt aber eine Abkühlung ein. Das negative Heizfadenende hat dadurch eine etwas niedrigere Emissionstemperatur als das positive Ende, und der Emissionsstrom verringert sich etwas. Es ergibt sich eine gewisse Kompensation und eine Stromverteilung längs des Heizfadens etwa gemäß der Kurve b im Bild 2. Mittelt man den Emissionsstrom, so ergibt sich, daß bei hintereinandergeschalteten Heizfäden der mittlere Emissionsstrom der negativen Heizfadenseite im betrachteten Fall etwa 3 mA (Kurve c), derjenige der positiven Heizfadenseite etwa 1,5 mA (Kurve d) beträgt. Es entfallen also $^2/_3$ der Emission auf die erste Heizfadenhälfte, $^1/_3$ auf die zweite. Da als maximaler Katodenstrom für einen Heizfaden 3 mA zugelassen sind, darf bei Parallelschaltung der Heizfäden $I_{k\,max} = 2 \times 3 = 6$ mA betragen, bei Hintereinanderschaltung dagegen nur $3 + 1{,}5 = 4{,}5$ mA.

Durch die erste Heizfadenhälfte fließt nicht nur der zugehörige Emissionsstrom, sondern auch der Emissionsstrom der nachgeschalteten zweiten Heizfadenhälfte. Damit die sowieso schon stärker gefährdete erste Heizfadenhälfte hierdurch nicht unzulässig zusätzlich aufgeheizt wird, muß der Emissionsstrom über einen Shunt abgeleitet werden (R_p im Bild 1). Zur Berechnung dieses Shuntes wird (nach Philips) angenommen, daß der Strom durch ihn zu $^4/_5$ aus der rechten Heizfadenhälfte der DL 96 und zu $^1/_5$ aus der linken kommt. Es ergibt sich somit:

$$R_p = \frac{1400}{1{,}5 \times 0{,}8 + 3 \times 0{,}2} = 775\ \Omega.$$

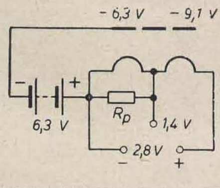


Bild 1: Potentialverteilung und wirksame Gittervorspannung längs des Heizfadens bei Serienschaltung der Heizfäden

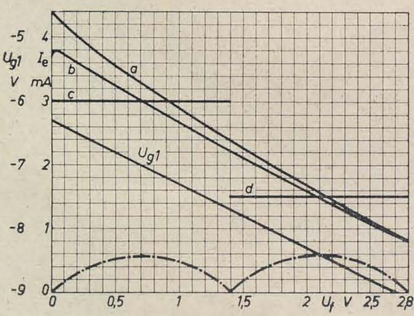
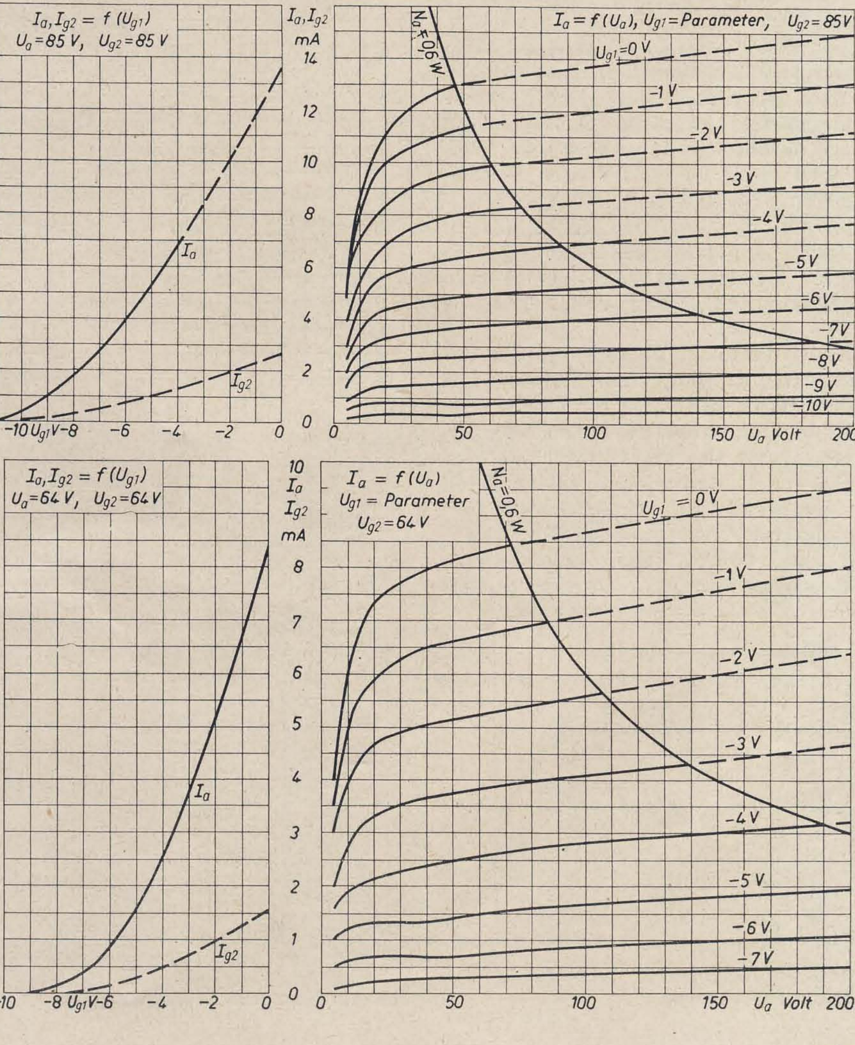


Bild 2: Gittervorspannung und Emissionsstrom in Abhängigkeit vom Heizfadenpotential

Statische Kennlinien



Sind die Heizfäden aller Röhren eines Empfängers für Batterie- und Netzanschluß $\cong$ in Serie geschaltet, so darf die Heizspannung nur mit 1,3 V zugrunde gelegt werden, und es ergibt sich ein Shunt von 720 Ω.

Die Klirrfaktor-Leistungs-Kurven, die für eine Serienschaltung der Heizfäden angegeben sind, gelten nur für reinen Batteriebetrieb bei $U_f = 2{,}8$ V. Bei Serienschaltung der Heizfäden in Empfängern für Batterie- und Netzanschluß $\cong$ soll ja $U_f = 2{,}6$ V sein; die erzielbare Leistung ist also geringer.

In größeren stationären Empfängern genügt die von der DL 96 gelieferte Sprechleistung oft nicht. In einem solchen Fall schaltet man zwei Röhren in Gegentakt. Bei einer Gegentakt-AB-Schaltung und Parallelschaltung aller vier Heizfäden erzielt man bei Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz eine Sprechleistung von 420 mW (hierbei k = 4%) bei einer Batteriespannung von 90 V. Bei Parallelschaltung der in Serie geschalteten Heizfäden jeder Röhre ($U_f = 2{,}8$ V) beträgt $\mathfrak{N} = 400$ mW. Der Shunt für die erste Heizfadenhälfte ist für beide Röhren gemeinsam und soll 330 Ω bei $U_b = 90$ V und 470 Ω für $U_b = 67{,}5$ V betragen. Die Erzeugung der Gittervorspannung bei Gegentakt-AB-Schaltung erfolgt halbautomatisch durch einen in der gemeinsamen Minusleitung des Empfängers befindlichen Widerstand. $\Sigma I_a + I_{g2}$ der Vorröhren ist hierbei mit 3,5 mA einzusetzen. Der Widerstand ist durch einen Elektrolytkondensator zu überbrücken.

Man kann auch eine Gegentakt-B-Schaltung anwenden. Dabei beträgt bei Parallelschaltung aller vier Heizfäden und $U_b = 90$ V die Sprechleistung 440 mW bei k = 2,6%. Schaltet man die Heizfäden jeder Röhre in Serie, so beträgt der Shunt für die erste Heizfadenhälfte beider Röhren 680 Ω bei $U_b = 90$ V und 1000 Ω bei $U_b = 67{,}5$ V.

Es ist darauf zu achten, daß der Gesamtfrequenzgang einer Endstufe mit der DL 96 nicht über die Grenzkurve Bild 3 hinausgeht. Die hohen Frequenzen müssen also abgeschwächt werden. Das erzielt man am einfachsten durch einen parallel zur Primärseite des Ausgangstransformators geschalteten Kondensator von 2 nF oder durch eine entsprechend bemessene Gegenkopplung.

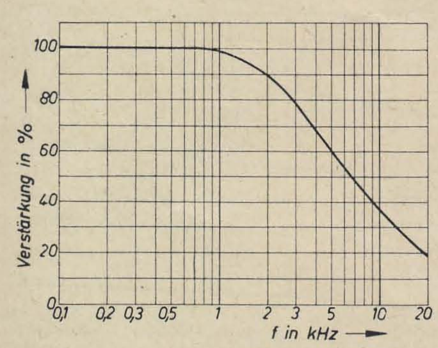


Bild 3: Notwendige Schwächung der hohen Frequenzen

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die DL 96 ist 3 C 4. Der Vorgänger der DL 96 war in Westdeutschland die DL 92 = 3 S 4. Diese Röhre benötigt den doppelten Heizstrom wie die DL 96 und arbeitet mit einem um 60% höheren Anodenstrom. Trotzdem ist die erzielbare Sprechleistung bei $U_b = 90$ V um 17% kleiner als die der DL 96. Bei $U_b = 67{,}5$ V ist die Sprechleistung beider Röhren gleich; der Anodenstrom der DL 92 ist aber nahezu doppelt so groß. Von Tungsram wird die 3 S 4 als 3 S 4 T mit halbem Heizstrom hergestellt. Die 1 S 4 = DL 91 und die 1 S 4 T entsprechen der 3 S 4 bzw. 3 S 4 T, haben aber eine andere Sockelschaltung und keinen angezapften Heizfaden ($U_f = 1{,}4$ V).

In der Deutschen Demokratischen Republik war die DL 192 der Vorgänger der DL 96; der Unterschied zur DL 96 ist nicht allzu groß. Eine gleiche Röhre wie die DL 192 ist die DL 962, es ist aber $U_f = 1{,}2$ V (2,4 V), $I_f = 120$ mA (60 mA). Ihr entspricht in der CSR die 2 L 34, aber mit halbem Heizstrom.

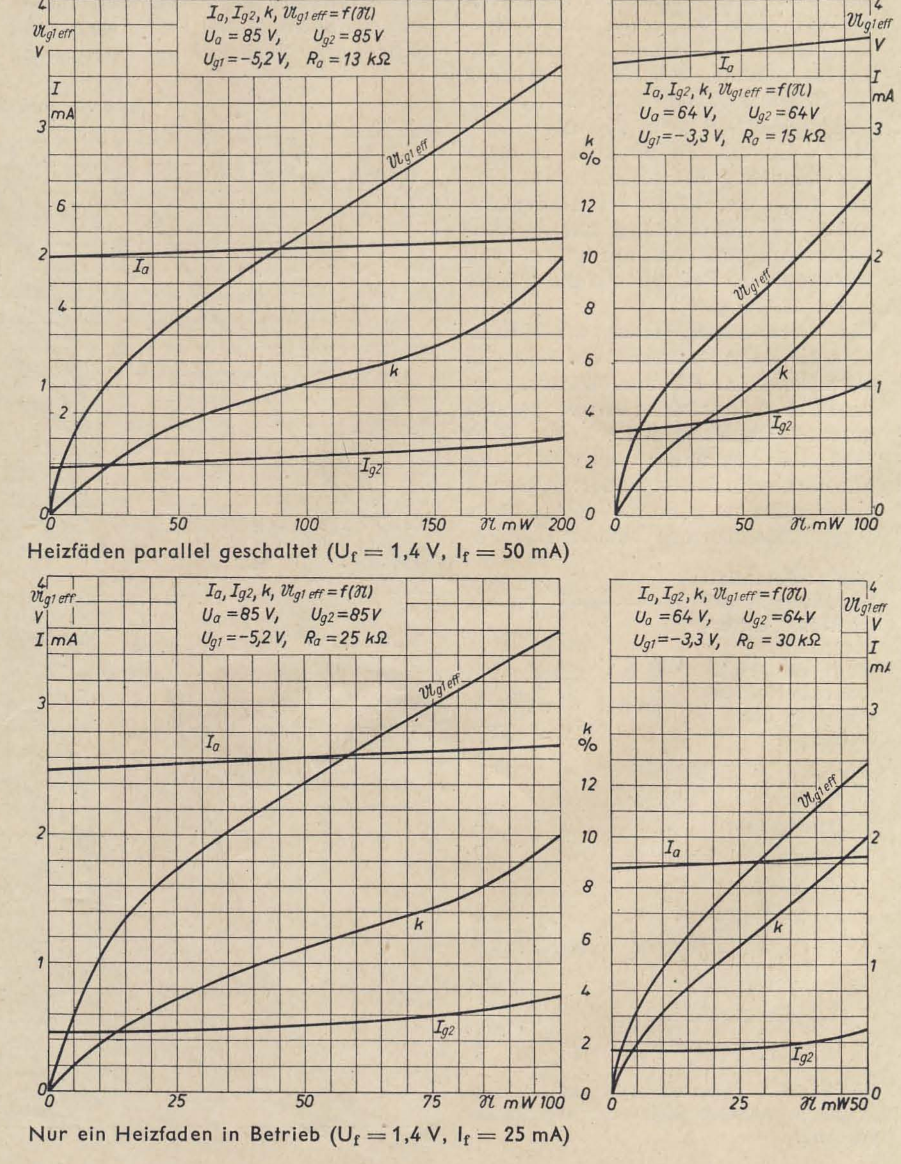
Eine stärkere Röhre als die DL 96 ist die DL 94. Mit $U_b = 90$ V ist die Sprechleistung 280 mW; mit $U_b = 120$ V ist $\mathfrak{N} = 550$ mW. Im Gegentakt-A-Betrieb erhält man mit $U_b = 90$ V 650 mW, mit $U_b = 120$ V 1,3 W. Der DL 94 = 3 V 4 entspricht die DL 95 = 3 Q 4 (anderer Sockel).

Eine noch stärkere Endpentode ist die DL 93 = 3 A 4. Diese Röhre liefert mit $U_a = 135$ V und $U_{g2} = 90$ V eine Sprechleistung von 600 mW. Ihr entsprechen in der CSR (nur durch Heizung oder Sockel unterschieden) die 2 L 33, 2 L 35, 3 L 31 und 3 L 35. In der DDR wird eine Röhre mit ähnlicher Leistung, aber etwas anderen Daten, die DL 193, gefertigt. Ihr entspricht die DL 963, es ist aber $U_f = 1{,}2$ V bzw. 2,4 V.

In der UdSSR gibt es die 2 П 1 П, die der DL 94 ähnelt. Ihr entspricht in der CSR die 2 L 32. Die 2 П 2 П dagegen ist eine kleinere Endröhre.

Hersteller

Die DL 96, DL 94, DL 192, DL 193, DL 962 und DL 963 werden vom VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, gefertigt. Die DL 192 dient nur noch zur Ersatzbestückung, die DL 193, DL 962 und DL 963 werden vor allem für kommerzielle Zwecke verwendet.



Literaturkritik und Bibliographie

Im Verlag Die Wirtschaft ist die hochinteressante und aktuelle Broschüre

Bundesrepublik Deutschland — Weg und Wirklichkeit

von W. K. Gerst, Bonn, erschienen.
Der Autor kennt sich als unabhängiger Journalist auf dem Parkett des Bonner Parlaments wie kaum ein zweiter aus und hat sachkundig umfangreiches Tatsachenmaterial über den Weg, den Westdeutschland in den letzten Jahren gegangen ist, zusammengetragen und in lebendiger Form gestaltet.
Diese Broschüre ist zweifellos eine der interessantesten Publikationen über das wahre Westdeutschland. Mit dieser Veröffentlichung wird uns ein wertvolles Buch in die Hände gegeben, das jeder Deutsche, der sich objektiv über den Weg des Bonner Staates informieren will, gelesen haben muß.
Die Broschüre umfaßt 360 Seiten und kostet 6,— DM.

L. Lepêtre

Einführung in die Radar-Technik

Übersetzung aus dem Französischen
Verlag Technik, Berlin, 1956
280 Seiten, 97 Bilder, 3 Tafeln, 14,— DM

Wie der Verfasser in seiner Einleitung bemerkt, will er mit diesem Buch einem interessierten Leserkreis die Probleme und Anwendungen der Radartechnik nahebringen. Um diesen populärwissenschaftlichen Charakter des Buches zu erreichen, mußte sich der Verfasser auf orientierende Beschreibungen und Hinweise beschränken. Aber auch dem werdenden Fachmann vermag das vorliegende Werk eine erste Einführung und mancherlei Anregung zu geben.
Nach einer Definition der unter dem Begriff „Radartechnik" zusammengefaßten Meßprinzipien behandelt der Verfasser in den folgenden Kapiteln die mit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen verbundenen Erscheinungen unter besonderer Berücksichtigung des m-, dm- und cm-Gebietes.
Die Beschreibung der wesentlichsten Kenngrößen und der Schaltungstechnik eines Radar gibt dem Leser einigen Einblick in die Fragen der Geräteprojektierung und des Geräteaufbaues.
Die letzten Kapitel vermitteln eine eindrucksvolle Übersicht der Anwendung der Radartechnik in Krieg und Frieden.
Die vom Verfasser im ersten Kapitel (1.1) getroffene Begriffsbestimmung der Radartechnik wird wohl kaum das Einverständnis des Nautikers finden. Obwohl die impulsmodulierten Hyperbelnavigationsverfahren mit den Radarprinzipien gewisse gerätetechnische Gemeinsamkeiten aufzeigen, sind doch erhebliche Unterschiede im Verfahrensprinzip, in der Anwendung und schließlich in der Auswertung der Meßresultate vorhanden. Dient die erstgenannte Verfahrensgruppe der Bestimmung der eigenen geographischen Lage oder, was damit gleichbedeutend ist, der Abstandsbestimmung zu geographisch definierten Fixpunkten, so hat das Radargerät im wesentlichen die Aufgabe, Abstand und Richtung zu geeignet beliebigen Punkten zu bestimmen. Der Nautiker klassifiziert Ortungsverfahren nicht nach morphologischen Gesichtspunkten, sondern nach der Ausführungsart der Peilung, nach den Prinzipien der Standliniengewinnung usw.
Offensichtlich ist dem Verfasser seine eigene Definition auch nicht immer geläufig gewesen. Auf S. 26, Kap. 1.7. (3. Abschn.) werden einige Besonderheiten als für die Radarmethode charakteristisch erwähnt (gerichtete Strahlung! usw.). Diese in den Vordergrund gestellten Besonderheiten der Radarmethode distanzieren sie aber gerade von der ursprünglich definierten Gemeinsamkeit mit der Hyperbelortung, auch wenn sie impulsmoduliert ist.
Da jedes Ordnungssystem aber immer irgendwie willkürlich ist, liegt hierin keine Beeinträchtigung des Wertes dieses Buches. Diese zeigt sich jedoch in der oftmals gedankenlosen Textübertragung und in der flüchtigen Arbeitsweise des Übersetzerkollektivs, die letztlich auch für die noch zahlreich vorhandenen Druckfehler verantwortlich ist. Die auf S. 23 unten gegebene Erläuterung eines registrierenden Oszillografen (Tinten-, Funkenschreiber usw.) ist ebenso sinnverwirrend wie die auf S. 56 (5. Abschnitt) enthaltene Vertauschung — statt Quadrat wird Wurzel geschrieben — flüchtig ist. Die auf S. 48 vertauschten Bilder oder die fehlerhafte Erklärung der Gleichung $W = \lambda/D$ (S. 125 — statt Bogenmaß wird Winkelgrad geschrieben) zeugen von unaufmerksamer Arbeit. So nimmt es dann auch nicht wunder, daß der „Druckfehlerteufel" sein Unwesen treiben konnte (Gl. 19, 20ff.).
Schließlich hat der Verlag sein einleitend gegebenes Versprechen, dieses Buch dem neuesten Stand anzugleichen, auch nicht gehalten. Die gezeigten Geräte entsprechen etwa den Baujahren um 1948. Diese erscheinen gerade in Anbetracht der raschen Entwicklung des Radarwesens bis 1956 (Erscheinungsjahr des Buches) als veraltet. Die sonst sorgfältige Ausstattung des Buches spricht für den guten Willen des Verlages.

Scheil

H. Steyskal

Arbeitsverfahren und Stoffkunde der Hochvakuumtechnik Technologie der Elektronenröhren

Physikalische Schriften, Band 3
Physik-Verlag, Mosbach/Baden, 1955
185 Seiten, 47 Bilder, 26 Tabellen, DIN A 5
flexibler Plastikfolieneinband 14,40 DM

Der Verfasser steckte sich das Ziel, eine Einführung in die technologischen Teile der Hochvakuumkunde zu geben, soweit sie für den Röhrenbauer wichtig sind, und hierbei besonders vakuumtechnisch einwandfreie und werkstoffmäßig angepaßte Arbeitsverfahren anzugeben. Weiterhin stellte er sich die Aufgabe, die Fortschritte der Röhrentechnologie, die seit dem Erscheinen des bekannten Standardwerkes „Werkstoffkunde der Hochvakuumtechnik" von Espe-Knoll erzielt wurden, aufzuzeigen.
Zunächst werden die Metalle und artverwandten Werkstoffe sowie die Isolatoren behandelt. Eine Beschreibung der Verbindungsmöglichkeiten von Röhrenbauteilen (nicht vakuumdichte Verbindungen, vakuumdichte Verbindungen Metall-Metall, Metall-Isolator, und Isolator-Isolator) folgt. Im folgenden Kapitel wird der Aufbau sowie der Zusammenbau von Elektronenröhren beschrieben. Es folgen Angaben und Beschreibungen der Oberflächenbehandlung von Werkstoffen. Daran schließt sich ein Kapitel über Elektronenemission und Katodenmaterial und -herstellung und ein weiteres über Gasaufzehrung und Getterstoffe an. Der folgende Abschnitt behandelt das Evakuieren der Elektronenröhren (Pumpen, Lecksuche, Druckmessung). Im Schlußkapitel werden die Erwärmung der Metalle sowie die Schutzgase besprochen. Reichliche Literaturangaben bei jedem Kapitel geben Hinweise für ein tieferes Eindringen in den behandelten Stoff.
Der „Steyskal" behandelt also ein ähnliches Thema wie der „Zarew"[1]. Er ist wie dieser ein „Kochbuch" für den Röhrenbauer, ist aber nicht so umfangreich. Formeln werden nicht gebracht, sondern als bekannt vorausgesetzt. Der „Steyskal" soll vor allem praktische Hinweise, Unterlagen und Arbeitsvorschriften für den Bau von Elektronenröhren bringen. Das Buch kann allen in der Röhrenentwicklung tätigen Ingenieuren und Technikern so manchen Irrweg und Mißerfolg ersparen.

Kunze

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Hans Großmann

Glimmröhre und Fotozelle in der Funk-Technik

Albrecht Philler-Verlag, Minden (Westf.)
Lehrmeister-Bücherei
128 Seiten, 88 Bilder, 10 Tabellen, kart. 2,— DM

Dieser Band der Lehrmeister-Bücherei ist die völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage des schon seit Jahren bekannten Büchleins „Die Glimmröhre in der Hand des Bastlers".
In allgemeinverständlicher Form sind eingangs die physikalischen Vorgänge bei Glimm- und Stabilisatorröhren sowie deren technische Begriffe eingehend behandelt worden. An Hand von Beispielen wird dann ein fast lückenloser Überblick über die Anwendungsmöglichkeiten derartiger Röhren auf dem gesamten funktechnischen Arbeitsgebiet gegeben, wobei für den Bastler die Schaltungsberechnungen und das umfangreiche Bildmaterial eine große Hilfe darstellen. Das sehr übersichtlich gegliederte Hand-

[1] Siehe die Buchbesprechung von „Zarew: Berechnung und Konstruktion von Elektronenröhren" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1957) S. 63.

buch behandelt unter anderem die Themen: Spannungsprüfung und Spannungsmessung, Hochspannungs- und Hochfrequenzanzeige, Relaisanordnungen, Spannungsstabilisierung, Spannungsteilung und Glimmgleichrichtung. Dieser Teil entspricht im großen und ganzen dem bisherigen, während der Abschnitt über Fotozellen und deren Schaltungen neu aufgenommen wurde. Auch hier werden wiederum zuerst die physikalischen Probleme behandelt und dann an Hand einer Reihe von Beispielen die verschiedensten Anwendungsmöglichkeiten aufgezeigt. Vervollständigt wird das Buch durch mehrere Tabellen, in denen die gebräuchlichsten und neuesten Glimmröhren, Stabilisatoren und Fotozellen mit den wichtigsten Daten zusammengestellt sind.
Dieses Bändchen ist in seinem exakten und alles Überflüssige vermeidenden Aufbau dazu angetan, dem Radio- und Funkbastler sowie den Absolventen von Ober- und Fachschulen wertvolle Hinweise bei der Arbeit und bei den theoretischen Studien zu geben. Aber auch Technikern und Ingenieuren dürfte es als Nachschlagewerk viel Wissenswertes und Neues vermitteln.

Geßner

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Prof. Dr.-Ing. Otto Mohr

Grundlagen der allgemeinen Elektrotechnik

I. Die drei Feldformen (Band 196)

II. Die wichtigsten elektrischen und physikalischen Grunderscheinungen (Band 197)

III. Schaltvorgänge, Widerstandsformeln, Meßtechnik (Band 198)

Sammlung Göschen, Walter de Gruyter & Co., vormals G. J. Göschen'sche Verlagshandlung, Berlin, 1956

Preis je Band kartoniert 2,40 DM

Leider fehlt zu dem Werk ein Vorwort, in dem der Zweck der drei Bücher kurz erläutert und der Leserkreis genannt wird, für den die Bände in Frage kommen. Sie sind anscheinend in erster Linie für Studenten der Physik und Chemie als Repetitorium bestimmt; denn der Verfasser behandelt den Stoff durchweg streng wissenschaftlich in der Sprache der Physiker und setzt voraus, daß der Stoff dem Leser ausführlicher in irgendeiner Form bereits vermittelt worden ist. Das erste Bändchen bietet einen gedrängten Überblick über die Grundgesetze der elektrischen Strömung und des Strömungsfeldes, das elektrostatische Feld, das elektromagnetische Feld sowie das Induktionsgesetz und endet mit einem Vergleich der drei Feldformen. Das zweite Bändchen beschäftigt sich mit zeitveränderlichen elektrischen Größen, wichtigen Schaltungen der Elektrotechnik, physikalischen Erscheinungen bei der Stromleitung in Festkörpern und Flüssigkeiten und mit der Elektrizitätsleitung im Hochvakuum und in Gasen. Im dritten Bändchen geht der Verfasser ein auf das Schalten elektrischer Stromkreise, die Bauformen von ohmschen Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten, die Grundprinzipien der elektrischen Meßgeräte und die wichtigsten direktanzeigenden Meßinstrumente sowie auf Oszillografen, Zähler und Zusatzgeräte für Messungen. Ein ausführliches Register aller drei Bände ist in jedem Band enthalten.
Da im gesamten Werk in bezug auf die Formelzeichen streng zwischen komplexen Größen (Fraktur) und reellen Größen bzw. Scheitelwerten (Antiqua kursiv) unterschieden wird, möchten wir auf einige kleine drucktechnische Mängel aufmerksam machen.

Teil I, S. 13ff.: Ω ist eine Maßeinheit und daher steil zu setzen.

S. 14: Für spez. Widerstand ist jetzt „Einheitswiderstand" und für Leitfähigkeit „Einheitsleitwert" gebräuchlicher.

S. 14, Bild 4: Strommesser sind nach DIN 40700 anders als Spannungsmesser anzulegen.

S. 16, Bilder 5 und 6: Für Gleichstromgeneratoren gilt ein anderes Schaltzeichen.

S. 50ff.: Die endliche Änderung d wird nach DIN steil und nicht kursiv gedruckt.

S. 85, Tafel III: Ω und S sind Maßeinheiten und steil zu setzen.

Teil II, S. 18ff.: Die Basis des natürlichen Logarithmus e ist steil in Antiqua und nicht kursiv als ε (Epsilon) zu setzen.

S. 38ff.: Anstatt Elektromotorische Kraft EMK wird nach DIN 1344 besser Leerlaufspannung (U_l) empfohlen.

S. 72ff.: Indizes für die Elektroden von Elektronenröhren sind nicht in großen Buchstaben, sondern in kleinen Buchstaben üblich (also z. B. I_a, U_g, I_k).

Teil III, S. 84: Im Bild 59 ist der Tangens noch mit tg bezeichnet, während sonst im gesamten Werk richtig tan verwendet wird.

Einheitliche Schriftgröße wäre für die Bildbeschriftung wünschenswert. Die Schaltzeichen sind zum Teil nach DIN 40700, zum Teil nach DIN 40712 gezeichnet.

Sulaner

Diese Bände sind nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Zdeněk Brudna, Josef Poustka

Přehled Elektronek (Übersicht der Elektronenröhren)

Verlag: Státní nakladatelství technické literatury, Prag, 1956

1112 Seiten, 1774 Sockelschaltungen, DIN A 4

Ganzleinen 85 Kčs

Ein Röhrentabellenbuch, ähnlich dem bekannten Brans' Vademecum, nur noch bedeutend umfangreicher. Es dürfte das umfangreichste Röhrendatenbuch sein, das es überhaupt gibt. Es ist zwar nur in tschechischer Sprache abgefaßt, da die verwendeten Kurzzeichen für Spannungen, Ströme, Röhreneigenschaften usw. aber den international gebräuchlichen Kurzzeichen entsprechen, kann es von jedermann auch ohne Kenntnis der tschechischen Sprache benutzt werden. Es enthält die Daten von etwa 18000 Elektronenröhren von 110 Röhrenherstellern aus Europa und Amerika. Selbstverständlich sind auch die Daten von Röhren der CSR, der UdSSR und andere enthalten, die man sonst in keinem anderen Röhrenbuch findet. Der Hauptteil des Buches mit den Röhrendaten gliedert sich in 21 Abschnitte: Stromregelröhren, Dioden und Duodioden, Trioden, Tetroden, Pentoden, Hexoden, Heptoden, Oktoden, Enneoden, Abstimmanzeigeröhren, Gleichrichterröhren, Spannungsstabilisatoren, Katodenstrahlröhren, Fotozellen, Kristalldioden, Kristalltrioden, Kristalltetroden, Sende- und Kraftverstärkerröhren (Trioden, Tetroden, Pentoden), Thyratrons und Thermokreuze.
Eigenartig ist die Gliederung des Buches. In den einzelnen Abteilungen sind jeweils die Röhren mit dem gleichen Sockel zusammengefaßt, und innerhalb dieser Untergruppierung dann alphabetisch angeordnet. Dadurch konnten die Sockelschaltungen gleich auf jeder Seite, wo sie vorkommen, gebracht werden, und es wurden unnötige Wiederholungen vermieden. Im alphabetisch Typenverzeichnis ist dann die Abteilung und die Sockelschaltung angegeben, so daß man die Röhre leicht findet.
Ein Buch von einem derartigen Umfang erfordert ungeheure Vorarbeiten. Wie der Lektor dieses Buches, Zdeněk Tuček, uns mitteilt, wurden über 30000 Röhrenkarteikarten angelegt, und hieraus wurden die 18000 wichtigsten Röhren herausgesucht. Die Herstellung des Manuskriptes, der Satz und der Druck nahmen sehr viel Zeit in Anspruch. Das heißt, daß das Manuskript dieses Buches vor einigen Jahren abgeschlossen wurde, so daß die neuesten Röhren nicht enthalten sind. Man hätte diesen Nachteil vermieden, wenn man gleich von vornherein einige Nachtragseiten vorgesehen hätte, in denen man die Röhrentypen, die während der langen Druckzeit neu erschienen sind, im letzten Augenblick nachgetragen hätte.
Der Druck und die Ausstattung des Buches sind ausgezeichnet. Es wäre zu wünschen, daß bei einer zweiten Auflage das ausführliche Vorwort mit den Erklärungen nicht nur in tschechisch, sondern auch in anderen Sprachen (z. B. deutsch, russisch, englisch) gebracht wird, wie beim Brans' Röhren Vademecum. Das würde den Wert des Buches stark erhöhen und ihm auch im Ausland eine große Verbreitung sichern.

Kunze

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Nachdruck

Pabst, Bernhard: *Anleitung zur Fehlersuche für Rundfunkmechaniker.* Unveränderter Nachdruck der 1. Auflage. 164 Seiten, 346 Bilder, Halbleinen 10,50 DM. BG Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig.

Neuerscheinungen

Pabst, Bernhard, *Bauelemente des Rundfunkempfängers.* 158 Seiten, 182 Bilder, 10,50 DM. BG Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig

Hartmann, Werner und Bernhard, Fritz, *Fotovervielfacher und ihre Anwendung in der Kernphysik.* 188 Seiten, 113 Bilder, 12 Tabellen, Ganzleinen 19,50 DM. Akademie-Verlag, Berlin

esp. — especially = insbesondere

E.S.T. — Eastern Standard Time = Ostamerikanische Normalzeit (New York)

E.S.U. — Electrostatic Unit = Elektrostatische Einheit (E.S.E.)

et al. — et alias = und anderes

etc. — et cetera = usw.

E.T.E. — External Telecommunications Executive = Auslandsmeldedienst (der brit. Postverwaltung)

et seq. — et sequentes = und so fort (usf.)

ETZ — Elektrotechnische Zeitschrift (des VDE)

EV — Empfangsverstärker

ev x — Evolventenfunktion von x (ev x = tg x — x)

exp a — e^a (Exponentialfunktion von a)

F

F — Fahrenheit (Maßeinheit für die Temperatur);

$$F = \frac{9}{5} C + 32° = \frac{9}{4} R + 32°$$

— Farad (Maßeinheit für die elektrische Kapazität C)

— Faradaysche Konstante = elektrochemisches Äquivalent $= 96{,}5 \cdot 10^7 \frac{As}{kg}$

— Fern... (z. B. FGW = Ferngruppenwähler, FS = Fernsehen

— Fernhörer

— filament = Heizfaden (bei direkt geheizten Röhren)

— Flachdrahtbewehrung (bei Leitungskurzbezeichnungen)

— Fläche, Flächeninhalt (nach AEF)

— Fluor, chemisches Element

— frequency meter = Frequenzmesser

— Kraft (nach IEC)

f — Frequenz

f. — foot, feet = ft. (Fuß); 1 f. = 30,481 cm

f_0 — Resonanzfrequenz

Φ — (phi, groß) Symbol für den magnetischen Fluß

φ — (phi, klein) Phasenwinkel (z. B. cos φ)

— Potential, Austrittsarbeit (in V)

FAD — Fernsprechauftragsdienst

FAM — frequency allocation multiplex = Frequenzmultiplexverfahren

FAR — Fernrufrelaissatz

fath. — fathom = Faden (nautisches Längenmaß)

father — blind approach beacon = Blindlandefeuer

FAW — forward area warning = Kampfraumwarnung

FAX — facsimile (set) = Funkschreiber

FAZ — Fernanrufzeichen

F.B.I. — Federation of British Industries = Britischer Industrieverband

FBP — final boiling point = oberer Siedepunkt

FC — Frequency Changer = Frequenzwandler

f. c. — foot candle (engl. Maßeinheit für die Beleuchtungsstärke, 1 f. c. = 10,76 Lux)

FCB — Frequency Control Board = Frequenzüberwachungsamt

FCC — Federal Communications Commission = Bundeskommission für das Nachrichtenwesen (USA)

fct — filament center tap = Heizfadenmittenabgriff

FD — Frequency Doubler = Frequenzverdoppler

FDGW — Ferndienst-Gruppenwähler

FDM — Fehlerdämpfungsmesser

FDP — Forward Direction Post = vorgeschobene Leitstelle

FDU — frequency divider unit = Frequenzteiler

Fe — Eisen, chemisches Element

f. e. — for example = z. B. (zum Beispiel); vergl. auch e.g., f.i. und p.e.

FEDREP — Federal Republic of Germany = Bundesrepublik Deutschland

Fg — abgehendes Ferngespräch

fgn. — foreign = fremd, ausländisch

FGW — Gruppenwähler für Fernverkehr

FHP — Friction Horsepower = Brems-PS

FI — Fréquence Intermédiaire = Zwischenfrequenz

f. i. — for instance = z. B. (zum Beispiel); vergl. auch e.g., f.e. und p.e.

FID — Fédération Internationale de Documentation = Internationale Vereinigung für Dokumentation

fil. — filament = Heizfaden

— filter = Filter

fil. sup. — filament supply = Heizstromquelle

fix — a determination of location = Ortsbestimmung, Ortung

Fk — ankommendes Ferngespräch

— Feldklappenschrank

— Fernkabel

Fk-EV — Fernkabel-Endverschluß

FkO — Ortsfernkabel

FkTF — TF-Fernkabel

f. l. — foot Lambert (engl. Maßeinheit für die Leuchtdichte; 1 Kerze/cm² = 2919 f.l.)

Fl — Fernleitung

FL-BP — band pass filter = Bandpaßfilter (BP)

FlE, Fle — Endfernleitung

FlH, Flh — Hauptfernleitung

FL-HP — high pass filter = Hochpaßfilter (HP)

FlK — Fernleitungskabel

FL-LP — low pass filter = Tiefpaßfilter (TP)

FlÜ — Fernleitungsübertrager

FlW — Leitungswähler für Fernverkehr

FlZ — Zubringerfernleitung

FM — Frequency Modulation = Frequenzmodulation

fm. — fathom = Klafter (= 6 feet = 1,83 m)

FMG — Funkmeßgerät (= FuMG)

FMQ — frequency-modulated quartz oscillator = frequenzmodulierter Quarzoszillator

FMW — Fernmischwähler

FN — Fernnetz

FNE — Fachnormenausschuß Elektrotechnik (im DNA)

FO — Funkortung

FOT — Fréquence Optimum de Trafic = Günstigste Verkehrsfrequenz (für Funksendungen) = OWF

F. P. — Freezing Point = Gefrierpunkt

fpm — feet per minute = Fuß pro Minute

— frames per minute = Bilder pro Minute

FPS — foot - pound - second - system = brit. Maßsystem (Fuß-Pfund-Sekunde)

fps — foot per second = Fuß pro Sekunde

— frames per second = Bilder je Sekunde

FR — frequency measuring device = Frequenzmesser

Fr. — France = Frankreich

FRAME — Kode zur Kennzeichnung der Sendegüte von Funksendungen (vgl. CCIR-Empfehlung Nr. 141)

FS — Fernsehen, Fernseh...

FSG — frequency of signal generator = Meßsenderfrequenz, Meßfrequenz

FSK — Frequency-Shift Keying = Frequenzumtastung

ft. — foot, feet = Fuß (= 12 inches = 30,48 cm)

FTL — Federal Telecommunication Laboratories = Staatl. Fernmeldelabors (USA)

FTM — Frequency (Puls-)Time Modulation = Pulsfrequenzmodulation (deutsch: PFM)

F. T. R. — Fixed Target Rejection (Filter) = ein besonderes Selektivfilter, das beim Radar feststehende Hindernisse unterdrückt und nur bewegliche Objekte sichtbar werden läßt (F.T.R.-Filter)

FTZ — Fernmeldetechnisches Zentralamt (Darmstadt)

— Fernmeldetechnische Zeitschrift (jetzt: NTZ = Nachrichtentechnische Zeitschrift

FU — Frequenzumsetzer

FuM — Funkmeßtechnik, Funkmeß...

FuMG — FMG

fur. — furlong = Achtelmeile (= 10 chains = 201,17 m)

FuVO — Funkvollzugsordnung

FV — Fachverband

FVE — Fernverkehrseinheit

FVSt — Fernvermittlungsstelle

FW — full wave (rectification) = Vollweg(gleichrichtung), Zweiweg-(gleichrichtung)

FWA — Fernwählamt

FWl — Fernwahlleitung

FZ — Freizeichen

— Kurzbezeichnung für einen kombinierten Post- und Gepäckwagen bei der Schweizer Bundesbahn

G

G — Gabel, Gabelschaltung (auch: Ga)

— Gauß (Maßeinheit für die magnetische Induktion B), $1\ G = 10^{-8} \frac{Vs}{cm^2}$

— Gegenwendel (bei Leitungskurzbezeichnungen)

— Generator

— Gewicht

— Giga ... = 10^9 (z. B. GHz)

— Gitter

— Gummidraht, Gummiisolation (bei Leitungskurzbezeichnungen)

— Leitwert $\left(G = \frac{1}{R}\right)$

g — abgehend (z. B. VSt-g = Vermittlungsstelle für abgehenden Verkehr)

— Erdbeschleunigung (45°) = $980{,}67 \frac{cm}{s^2}$

— Gramm (Maßeinheit für das Gewicht G)

— Neugrad ($100^g = 90°$)

— Übertragungsmaß (nach AEF); g = a + jb

Γ — (gamma, groß) Übertragungsmaß (nach IEC)

Γ_0 — (gamma, groß) Wellenwiderstand des Vakuums = 376,727 Ω

γ — (gamma, klein) Fortpflanzungskonstante; $\gamma = \alpha + j\beta$

— spezifischer Leitwert, Leitfähigkeit (nach IEC)

GA — Gemeinschaftsanschluß

— Grenzamt (Ausgang oder Eingang)

Ga — Gabel, Gabelschaltung (auch: G)

— Gallium, chemisches Element

ga, gal. — gallon = Gallone (Hohlmaß); 1 brit. ga = 4,546 l, 1 amerik. ga = 3,785 l

GAM — Guided Aircraft Missile = ferngelenktes Flugzeuggeschoß

GAR — Guided Aircraft Rocket = ferngelenkte Flugzeugrakete

gas. — gasoline = Benzin

GaTP — Gabeltiefpaß

GATT — General Agreement on Tariffs and Trade = Allgemeines Zoll- und Handelsabkommen

GB — Gitterbatterie

— grid bias = Gittervorspannung

Gb, gb — Gilbert (Maßeinheit für die magnetische Spannung V); 1 Gb = 0,7958 Aw

G. B. — Great Britain = Großbritannien

GC — Gain Control = Verstärkungs-, Lautstärke- oder Empfindlichkeitsregelung